UNIVERSITÉ DE CAEN
FACULTÉ DES SCIENCES

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE CAEN

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES PHYSIQUES

par

Robert BADOUAL

1ere THÈSE — Simulateur électrique pour l'étude des propriétés optiques des couches minces multidiélectriques.

2eme THÈSE — Propositions données par la Faculté.

soutenues le 12 Février 1965 devant la Commission d'examen

M M.	**P. GRIVET**	*Professeur à la Faculté des Sciences de Paris*
	Ch. DUFOUR	*Docteur ès Sciences*
	J.-L. COJAN	*Professeur à la Faculté des Sciences : Président*
	P. GIACOMO	*Professeur à la Faculté des Sciences : Examinateur*
	P. THUREAU	*Professeur à la Faculté des Sciences : Examinateur*

- 1965 -

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41542711_0008

UNIVERSITÉ DE CAEN
FACULTÉ DES SCIENCES

THÈSES

présentées

A LA FACULTÉ DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITÉ DE CAEN

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR ÈS SCIENCES PHYSIQUES

par

Robert BADOUAL

1ere THÈSE — Simulateur électrique pour l'étude des propriétés optiques des couches minces multidiélectriques.

2eme THÈSE — Propositions données par la Faculté.

soutenues le 12 Février 1965 devant la Commission d'examen

M M.	**P. GRIVET**	*Professeur à la Faculté des Sciences de Paris*
	Ch. DUFOUR	*Docteur ès Sciences*
	J.-L. COJAN	*Professeur à la Faculté des Sciences : Président*
	P. GIACOMO	*Professeur à la Faculté des Sciences : Examinateur*
	P. THUREAU	*Professeur à la Faculté des Sciences : Examinateur*

- 1965 -

UNIVERSITEITSBIBLIOTHEEK - LEIDEN -

FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE CAEN

Doyen : M. LOZAC'H

Assesseur : M. GIACOMO

Personnel enseignant :

Professeurs :

MM.	LOZAC'H	(Chimie)
	GIACOMO	(Physique)
	DANGEARD	(Géologie)
	SCHERER	(Physique générale)
	APERY	(Mathématiques pures)
	JACQUET	(Microbiologie)
Mme	WALTER-LEVY	(Chimie)
MM.	PITOT	(Botanique)
	CAMPBELL	(Mécanique rationnelle)
	VIALLE	(Chimie)
	COJAN	(Physique)
	PALLU de la BARRIERE	(Mathématiques)
	PHAM	(Mathématiques)
	MONIER	(Minéralogie)
	CONIA	(Chimie)
	PAREYN	(Géologie)
Mme	GAYRAL	(Botanique)
MM.	ROMANET	(Chimie générale)
	BINET	(Botanique)
	THUREAU	(Physique)
	NATAF	(Mathématiques)
	PINAZZI	(Chimie)
	RYBAK	(Physiologie animale)

Professeurs sans chaire :

MM.	DOGUET	(Biologie végétale)
	MABBOUX-STROMBERG	(Physique)
	BERNARD Maurice	(Chimie)
	BARRAT	(Physique)
	LEGROS	(Physique)
	GAULT	(Chimie)

Maîtres de Conférences :

Mle	DEMEUSY	(Biologie)
MM.	MOLLIER	(Chimie)
	KAUFFMANN	(Microbiologie)
	CACHON	(Zoologie)
Mme	BLANCHETON	(Mathématiques)
MM.	DESCHANVRES	(Chimie)
	THUILLIER	(Chimie)
	SIGNORET	(Zoologie)
	MERCOUROFF	(Physique)
	PONS	(Physique appliquée)
	FORTINI	(Electronique)
	HERVE	(Mécanique appliquée)
	LEHMANN	(Physique)
	BERNARD Jean	(Mathématiques)
	BOULET	(Psychophysiologie)
	GHOUILA-HOURI	(Mathématiques M.P.C.)

Chargée d'enseignement :

Mme	GRANDET	(Mathématiques M.P.C.)

Conseiller administratif,
Secrétaire de la Faculté des Sciences :

M. CAUCAL.

ERRATA

p. I_2 $\mathcal{C}^{-1} = \begin{vmatrix} \cos\phi & -j\frac{Z_o}{n}\sin\phi \\ -j\frac{n}{Z_o}\sin\phi & \cos\phi \end{vmatrix}$

p. I_4 et p. I_6 $\begin{vmatrix} \mathcal{C}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e^{-j\phi} & o \\ o & e^{j\phi} \end{vmatrix}$

p. II_1 lire $\frac{n_q\, e'_q}{2}$ au lieu de $n_q\, e'_q$ dans le Tableau 4

p. II_7 lire $-H'_q e^{j\phi} = \ldots$

p. II_{13} le facteur de transmission peut s'écrire ... au lieu du facteur de réflexion.

p. III_5 $\frac{r}{R} = \frac{1}{10}$

p. III_6 la tension d'entrée est comparée à E et non U_1.

fig. 14 remplacer g par Q à l'entrée et à la sortie.

p. IV_2 15 mV à 10V (4e ligne).

p. IV_4 0,5 ‰ au lieu de 0,5 %

p. V_5 $2\phi 4 = \frac{4\Pi\, n_4\, d_4}{\lambda}$ (ici la quatrième)

A mes Maîtres

Monsieur Pierre GIACOMO

Monsieur Charles DUFOUR

En témoignage de profonde gratitude

A LA MEMOIRE DE MA MERE,

A MA FEMME,

A MES ENFANTS.

SOMMAIRE.

Le présent travail porte sur l'étude des possibilités de simulation électrique des propriétés optiques des empilements de couches multidiélectriques, sur la conception et sur la réalisation d'une machine adaptée à cette fonction. On utilisera ensuite la machine pour la recherche de solutions à quelques problèmes optiques donnés et on terminera par la réalisation des empilements de couches calculés.

Le chapitre I est consacré au choix d'un mode de calcul.

Le chapitre II traite du principe de la simulation employée et de l'extension au cas de l'incidence oblique.

La réalisation de la machine et les mesures électriques sur les éléments qui la constituent et sur l'ensemble font l'objet des chapitres III et IV.

Dans le chapitre V on illustre les possibilités de la machine en calculant : un miroir à 5 couches de facteur de réflexion 50 % $\pm$ 5 % pour tout le spectre visible, un miroir à 7 couches achromatique, quelques exemples d'absorption faible, un séparateur de faisceaux polarisant.

Le chapitre VI est consacré à la réalisation des exemples calculés ; elle conduit à traiter le problème du contrôle de couches d'épaisseurs quelconques pendant la préparation.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION 1

Choix des solutions 5

Chapitre I - PRINCIPE DU CALCUL. I_1

I-1. Utilisation des champs magnétique et électrique. I_1

I-2. Utilisation des impédances et du facteur de réflexion. I_7

I-3. Etude comparative des deux modes de calcul. I_{10}

Chapitre II - PRINCIPE DE LA SIMULATION. II_1

II-1. Choix de la grandeur de calcul. II_1

II-2. Les éléments du calculateur. II_3

II-3. Les opérations réelles à effectuer. II_6

II-4. Les autres opérations à effectuer dans le simulateur. II_9

II-5. Extension au cas de l'incidence quelconque. II_{12}

II-5.1. Cas où le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence. II_{13}

II-5.2. Cas où le champ E est parallèle au plan d'incidence. II_{14}

Chapitre III - ETUDE DES ORGANES DE CALCUL. III_1

III-1. Affichage des indices. III_1

III-2. Multiplication par $\frac{1}{2}$ du champ magnétique. III_2

III-3. Addition et soustraction : étude des répéteurs. III2
III-3.1. Discussion. III2
III-3.2. Adaptation d'une solution classique. Discussion. III3
III-3.3. Principe du répéteur. III6
III-3.4. Conception de l'amplificateur d'asservissement. III11
III-3.5. Organisation d'ensemble d'un répéteur.
III-4. Les déphaseurs. III14
III-4.1. Introduction. III14
III-4.2. Le resolver. III15
III-4.3. Principe du déphaseur. III16
III-4.4. Les imperfections. III17
III-5. Ensemble simulant une couche. III20
III-6. Les servitudes. III21
III-6.1. Le générateur. III21
III-6.2. Asservissement du module du champ électrique de l'onde incidente. III22
III-6.3. Les détecteurs de saturation. III23
III-6.4. Appareil de lecture des amplitudes. III23
III-6.5. Appareil de lecture des phases. III24

Chapitre IV - CONTROLE DES ORGANES. PRECISION OBTENUE. IV_1

IV-1. Mesures sur les répéteurs. IV_1

IV-2. Mesures sur les autotransformateurs de rapport 1/2. IV_2

IV-3. Mesures sur les déphaseurs. IV_3

IV-4. Mesures effectuées sur des ensembles d'éléments et sur une couche simulée. IV_5

Chapitre V - UTILISATION DU SIMULATEUR ET RESULTATS. V_1

V-1. Utilisation à des calculs permettant le contrôle du simulateur. V_1

V-2. Recherche d'un miroir 7 couches achromatique. V_2

V-3. Miroir 50/50 en incidence normale et en incidence oblique. V_6

V-4. Etude des absorptions faibles. V_6

V-4.1. Principe de la méthode. V_7

V-4.2. Mise en oeuvre. V_8

V-4.3. Calcul théorique des absorptions dans le cas de couches $\lambda/4$. V_{12}

V-4.4. Comparaison avec des résultats expérimentaux sur couche réelle. V_{16}

V-5. Polariseur achromatique non absorbant. V_{18}

Chapitre VI - REALISATION DES EMPILEMENTS DE COUCHES CALCULES. VI_1

VI-1. Le problème posé. VI_1

VI-2. Les différents procédés de contrôle. VI_2

VI-2.1. Contrôles sur témoins. VI_2

VI-2.2. Contrôles directs sur verre à traiter. VI_4

VI-3. Problèmes posés par l'adaptation de ces procédés au contrôle des épaisseurs quelconques. VI6

VI-4. Utilisation du simulateur pour l'établissement des programmes de contrôle.

VI-4.1. Les paramètres utilisés. VI7

VI-4.2. Préparation d'un contrôle galvanomètrique d'extremum. VI8

VI-4.3. Préparation d'un contrôle au maximètre. VI9

VI-4.4. Préparation d'un contrôle par mesure galvanomètrique directe de T. VI10

VI-4.5. Choix de la méthode la mieux adaptée. VI11

VI-4.6. Utilisation du simulateur en cours d'expérience. VI11

VI-5. Résultats expérimentaux.

VI-5.1. Dispositif expérimental. VI13

VI-5.2. Résultats. VI14

CONCLUSION. 129

Bibliographie.

INTRODUCTION

Les applications très diverses des couches minces optiques ont suscité depuis longtemps l'élaboration de procédés de calcul des empilements multidiélectriques. [12] Diverses solutions ont été proposées. Les plus anciennes, [13] [14] [15] , visent à intégrer les équations de Maxwell directement. D'autres, plus récentes utilisent pour cette résolution le calcul matriciel [16] [17] [18] [19] [27] [28] [36]. La forme des équations à intégrer a incité certains auteurs à introduire, par analogie, la notion d'impédance familière aux électriciens, acousticiens [17] [20] [9] [21] [33] . Enfin, d'autres auteurs ont utilisé la sommation des amplitudes complexes des divers rayons réfléchis qu'employèrent Pérot et Fabry pour leur interféromètre [22] [23] [15] . Ces calculs, plus ou moins longs, pour une longueur d'onde et pour des structures simples, deviennent vite prohibitifs si on désire les effectuer pour tout le spectre visible et pour des structures quelconques. Or, pour telle ou telle application, on sera amené à faire ce genre de calcul, non pas pour un empilement donné, mais pour toute une variété, dans laquelle on choisira la mieux adaptée à un but précis. La longueur des calculs devient telle que l'on devra faire appel à une machine.

Le calcul à l'aide d'une machine digitale nécessite l'équipement complexe nécessaire, un programme et le dépouillement des résultats. On savait déjà que certains calculs pouvaient se réduire à des opérations simples se prêtant à une simulation assez facile. Nous discuterons ultérieurement les raisons d'ordres divers qui militent en faveur d'une simulation analogique. La plus évidente

est qu'on peut espérer en sacrifiant la précision (superflue à la sortie) d'une machine arithmétique, obtenir à moindre frais des résultats d'interprétation plus rapide. Ce choix fait, il faut encore choisir le type de machine, les organes principaux, construire et contrôler les éléments et l'ensemble, vérifier les résultats calculés sur quelques applications.

Notre travail comporte une partie théorique et trois parties expérimentales de nature très différentes.

La partie théorique a pour but de dégager, à partir des équations de propagation en milieu stratifié[24], une "mise en forme" se prêtant au calcul expérimental : il s'agit de réduire le problème aux opérations élémentaires les plus simples possibles d'où découlera le principe de la machine envisagée. Accessoirement, on sait que certains calculs pour des milieux faiblement absorbants, peuvent se ramener à des calculs sur des milieux non absorbants [9]. Nous verrons que cette remarque, généralisée, permet d'étendre les possibilités de la machine à l'étude de ces milieux. Enfin, des considérations théoriques diverses, notamment sur la stabilité des différents organes de calcul, guideront l'élaboration de la partie purement électrique de notre travail.

La première partie expérimentale est consacrée à la mise au point de la machine, aux méthodes de mesures employées pour obtenir la précision requise avec des moyens aussi simples que possible. On y verra que le choix de ces méthodes a très fortement influencé la conception même de l'appareil : les divers contrôles effectués (sur les parties et sur l'ensemble) justifieront les précautions prises pour obtenir une précision satisfaisante.

La seconde partie expérimentale porte sur des exemples possibles d'utilisation du calculateur. Nous avons déterminé

les caractéristiques de construction et les propriétés réflectrices d'un miroir à sept couches cryolithe-sulfure de zinc, achromatique. Le même travail a été effectué pour un miroir de constitution analogue, de facteur de réflexion et de transmission 50 % ± 5 % dans tout le spectre visible, en incidence normale et en incidence oblique jusqu'à 45°. Nous avons également abordé l'étude d'un polariseur à couches minces.

La troisième partie expérimentale traite de la mise en pratique des résultats précédents. La fabrication des empilements calculés pose le problème du contrôle des épaisseurs des couches, a priori quelconques. L'utilisation des méthodes classiques [25] [26] destinées aux couches $\lambda/4$ consistant en la détection des maxima et minima des facteurs de réflexion ou de transmission en cours d'évaporation, ne peut être transposée ici sans adaptation. Il faut opérer à longueur d'onde variable. Le choix de la méthode, (galvanomètre, "maximètre") la détermination des longueurs d'onde de contrôle, nécessitent la connaissance de l'évolution des propriétés optiques de l'ensemble en cours d'évaporation. Pour ce travail d'élaboration d'un programme de fabrication, le simulateur s'est révélé un instrument de choix, permettant de déterminer les courbes de transmission à longueur d'onde variable et épaisseur croissante des couches, de préciser les longueurs d'onde correspondant aux maxima et minima de transmission pour les épaisseurs de couches désirées. Il nous a permis de séparer les maxima en fonction de la longueur d'onde, pour l'utilisation du "maximètre", des maxima en fonction de l'épaisseur, pour l'utilisation du galvanomètre, problème qui ne se pose évidemment pas pour les couches $\lambda/4$. Enfin il nous a permis de choisir, entre plusieurs solutions possibles, la plus sensible.

L'ensemble de ce travail a été exécuté à la Faculté des Sciences de CAEN, sous la direction de Monsieur le Professeur GIACOMO auquel j'exprime ici ma très profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier, respectueusement Monsieur le Professeur GRIVET, Messieurs les Professeurs COJAN et THUREAU, pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à mon travail.

J'exprime ma gratitude à Monsieur le Professeur CHABBAL qui m'a accueilli au Laboratoire Aimé COTTON, à BELLEVUE, pour l'exécution des miroirs.

Je remercie Monsieur E. PELLETIER, qui, à BELLEVUE, a mis très aimablement à ma disposition son équipement, conçu pour des recherches voisines, et Monsieur GOLMAN qui n'a ménagé ni son temps ni sa peine pour l'obtention des derniers résultats expérimentaux.

CHOIX DES SOLUTIONS.

I- Les trois types de machines.

Pour le calcul des couches minces on peut faire appel à une machine arithmétique, il faut alors disposer d'un programme : beaucoup ont été proposés [30] [31] [32], encore faut-il que ce programme soit commode et permette, par approximations successives, de rechercher une combinaison optima. Si l'utilisateur opère lui-même, il aura intérêt à connaître "le langage machine" afin d'être en mesure de surveiller le calcul et de détecter d'éventuelles erreurs. La notion de programme commode risque d'ailleurs d'être remise en question à chaque changement de machine. De plus, les machines digitales, opérant sur des grandeurs discrètes, ne fournissent pas leurs résultats sous forme de courbes, il faut alors adjoindre un convertisseur digital-analogique. Elles ne sont pas non plus d'une extrême souplesse lorsqu'on désire opérer par variation continue des paramètres. Par contre, leur précision est quasi infinie.

Si on fait appel à un calculateur analogique "universel", le problème se pose de tout autre façon. L'appareil, utilisant un phénomène physique particulier, pour l'étude d'un phénomène de nature différente, mais obéissant aux mêmes lois, n'exige en principe de l'usager que de poser correctement son problème à la machine. Dans beaucoup de calculateurs, l'utilisateur devra rechercher des combinaisons de "modules élémentaires" pour fabriquer son propre système physique adapté au problème étudié. Les équations de propagation qui interviennent dans un empilement de couches se prêtent mal à une résolution par ce genre de machine, destinée en principe, à l'étude de systèmes à nombre fini de paramètres. [34] [35]

On peut alors faire appel à une machine analogique, spécialement adaptée au problème à étudier et utilisant des propriétés connues des solutions de propagation. L'avantage en est que le choix des grandeurs physiques traitées, les types d'opérations élémentaires à faire intervenir pourront se rapprocher davantage des grandeurs et phénomènes physiques réels. On pourra en attendre, une plus grande souplesse, une meilleure précision et la possibilité d'avoir des renseignements sur ces grandeurs physiques en tout point du système étudié.

II- Les caractéristiques exigées :

Le problème fondamental qui se pose est celui de la précision. Le calculateur ne présentera d'intérêt que dans la mesure où la précision obtenue sur un empilement de couches sera comparable à celle des mesures photométriques courantes, c'est-à-dire quelques pour cent. Si une précision supérieure est désirée, on pourra faire appel, alors, à la machine digitale dont c'est une des qualités principales. Mais quelques pour cent sur une dizaine de couches, cela signifie quelque millièmes par couche, et, éventuellement le millième ou moins sur les organes constitutifs d'une couche, cela signifie aussi des mesures avec cet ordre de grandeur de précision. Ce sont de telles considérations qui ont guidé le choix des organes élémentaires de calcul.

Dans le cas qui nous intéresse, une exploration continue en fonction de la longueur d'onde est souhaitable, en même temps qu'un affichage direct permettant une variation continue des paramètres constituant les couches. De même il semble souhaitable d'obtenir par lecture directe les facteurs de réflexion et de transmission de l'empilement en module et argument.

Le temps d'exploitation de l'appareil serait notablement diminué si une exploration automatique permettait de faire apparaître ces grandeurs en fonction de la fréquence.

III- Solutions analogiques possibles.

Nous avons dressé, ci-dessus, un bref tableau des procédés de calcul d'empilements de couches, on peut envisager diverses adaptations de ces procédés au calcul analogique.

L'utilisation des sommations des amplitudes complexes des ondes réfléchies et transmises a fait l'objet d'une réalisation [38] . Les auteurs avancent, dans leurs résultats, d'une précision de l'ordre de 1% par couche dans les cas pas trop défavorables (facteurs de réflexion faibles ou variant brusquement pour lesquels celle-ci baisse beaucoup). Ils pensent qu'elle est surtout limitée par la précision avec laquelle les composants sont ajustés aux paramètres à mesurer. Nous pouvons y ajouter que les organes élémentaires utilisés, déphaseurs, additionneurs, atténuateurs ont une précision qui dépend en fait d'un grand nombre d'éléments constitutifs.

Si l'on part des équations de Maxwell, on peut songer à faire appel à des systèmes à propagation régis par les mêmes équations. Par analogie on a fait correspondre aux champs E, H de l'onde, les tensions et courants dans des lignes électriques ou des guides d'onde [20] , c'est-à-dire des systèmes passifs à constantes réparties. L'analogie est immédiate mais la difficulté d'obtenir des réseaux passifs fonctionnant en haute fréquence avec d'aussi faibles pertes que les quadripales optiques semble un obstacle difficile à surmonter. Avec des hyperfréquences on pourrait y songer, mais rendre les paramètres (impédances caractéristiques, longueur des tronçons) variables rapidement avec la précision mécanique exigée ne semble guère plus facile.

La notion d'impédance optique et l'étude des variations des impédances à l'intérieur d'un empilement peut conduire à une solution : on peut ramener ces variations à des suites d'opérations relativement simples. En partant de l'impédance côté verre (sortie), on calcule de proche en proche l'impédance à l'entrée, donc le facteur de réflexion. Nous avons envisagé cette méthode pour notre simulateur, nous la discuterons plus loin. Nous ne l'avons pas retenue parce que les impédances, n'ayant d'existence physique propre, peuvent prendre en des points assez voisins, des valeurs quasi nulles et quasi infinies (cas des empilements de couches $\lambda/4$ à haut pouvoir réflecteur).

A partir de la notion de quadripole et du calcul matriciel plusieurs voies peuvent être explorées :

La matrice correspondant à une couche est décomposable en matrices plus simples. On sait qu'il existe un circuit passif en T ou en Π justiciable de chacune de ces matrices [36] . On peut donc calculer chacune des impédances du circuit passif équivalent. Une telle solution a déjà reçu un commencement d'exécution[39]. Elle pose plusieurs problèmes : réaliser ces impédances a priori variables avec la précision désirable 10^{-3}, mais aussi les rendre facilement variables suivant des lois particulières, tant en fonction des paramètres qu'en fonction de la fréquence ; l'automatisation semble difficilement réalisable et même une utilisation manuelle rapide.

IV- La solution choisie.

Pour la machine que nous avions en vue, nous avons adopté comme grandeurs à simuler, les champs électrique et magnétique de l'onde. Ils ont une existence physique et nous les avons simulés par des tensions alternatives.

Les opérations sur ces champs se réduisent à des additions, soustractions, multiplications scalaires et déphasages purs. Les additions et soustractions sont

réalisées par de simples mise en série de tensions, les multiplications par des autotransformateurs variables, les déphasages par des resolvers [40] asservis.

Toutes les opérations sont réalisées avec une précision de l'ordre de 10^{-3}. Tous les amplificateurs utilisés ont pour gain 1 et sont contrôlables par une méthode d'opposition. La précision des opérations repose sur un nombre d'éléments très reduit de haute qualité et très stables : 2 résistances par amplificateur, un autotransformateur, un resolver par couche.

La machine réalisée comporte actuellement sept modules identiques simulant sept couches.

Chaque module comporte un affichage d'indice et un affichage de déphasage optique, tous deux angulaires. Les éléments "milieu d'entrée" et milieu de sortie" fournissent par lecture directe sur un voltmètre et un phasemètre, les facteurs de réflexion r et de transmission t en module et en argument. Dans sa forme actuelle l'affichage des paramètres est manuel. L'exploration en longueur d'onde, nécessitant des variations simultanées et proportionnelles des déphasages optiques, se fait point par point. La machine a été prévue pour que cette opération puisse être rendue facilement automatique : il suffit pour cela d'assurer des rotations proportionnelles des éléments déphaseurs.

Les calculs en incidence oblique sont possibles ; au prix de quelques calculs supplémentaires, ils peuvent être étendus aux milieux légèrement absorbants.

NOTATIONS

E H	: champ électrique et champ magnétique résultants à "l'entrée" d'une couche.
E' H'	: champ électrique et champ magnétique résultants à la "sortie" d'une couche.
E^+ H^+	: champs électrique et magnétique de l'onde incidente.
E^- H^-	: champs électrique et magnétique de l'onde réfléchie.
$\mathfrak{C}$	: matrice transfert de propagation d'une couche de la sortie vers l'entrée.
$\mathcal{E}$,$\mathcal{H}$,$\mathcal{E}'$,$\mathcal{H}'$,	: composantes de E, H, E', H' suivant les directions propres de la matrice de propagation. champs magnétiques des ondes directe et inverse.
Z	: Impédance d'onde à l'entrée d'une couche.
Z'	: Impédance d'onde à la sortie d'une couche.
Z_o	: Impédance caractéristique du vide.
z, z'	: Impédance relative, ramenée à l'impédance caractéristique à l'entrée et à la sortie d'une couche.
e	: champ électrique réduit $e = E/Z_o$.
d	: épaisseur d'une couche.
ϕ	: déphasage optique d'une couche.
λ	: longueur d'onde de la lumière.
f	: fréquence de la lumière.
λ_o f_o	: longueur d'onde et fréquence correspondant au milieu de la bande passante des empilements étudiés.
x	: fréquence relative de l'onde $x = f/f_o$
n	: indice de réfraction.
ν	: partie réelle de l'indice de réfraction.
χ	: partie imaginaire changée de signe de l'indice de réfraction.
k	: facteur d'absorption $n = \nu(1 - j\ k)$

j : $\sqrt{-1}$

$m_{i-1} = \dfrac{n_i - 1}{n_i}$: rapport des indices de deux couches successives.

$y = \dfrac{2\phi}{x}$: grandeur proportionnelle à l'épaisseur optique $y = \dfrac{4\pi}{\lambda_o} nd$

r : facteur de réflexion(pour les amplitudes).

t : facteur de transmission (pour les amplitudes).

R : facteur de réflexion pour les intensités.

T : facteur de transmission pour les intensités.

A : facteur d'absorption pour les intensités.

θ_r : argument de r.

θ_t : argument de t.

$d\theta_n$: variation de θ, à indices des couches constants.

$d\theta_\phi$: variation de θ, à déphasages optiques des couches constants.

I. PRINCIPE DU CALCUL

Le principe du calcul, envisagé et finalement retenu pour le calculateur, a pour origine les remarques suivantes :

Dans un empilement de couches minces, en incidence normale, les grandeurs E et H, champ électrique et champ magnétique résultants varient de façon simple au voisinage des interfaces : il y a alors continuité de E et H, mais il n'en est plus de même à l'intérieur de la couche. Dans le diélectrique on a certainement intérêt à utiliser les champs de l'onde incidente et de l'onde réfléchie E^+, E^-, H^+, H^- qui subissent des déphasages purs. Si donc on veut conserver aux calculs leur simplicité, on sera conduit à effectuer un changement de variables, encore faut-il que ce changement de variables soit simple. Ces propriétés ont déjà conduit à un procédé de calcul inspiré de l'abaque de Smith [1] [2] utilisant les impédances $\frac{E}{H}$ et les facteurs de réflexion $\frac{E^-}{E^+}$.

On peut donc envisager deux voies possibles dans le choix des grandeurs à simuler. Une première voie utilisant aux intersurfaces, les champs résultants, et à l'intérieur de la couche les champs des ondes incidente et réfléchie ; une seconde voie utilisant aux intersurfaces les impédances et à l'intérieur les facteurs de réflexion.

I-1. Utilisation des champs électrique et magnétique :

Exprimons, sous forme matricielle, les relations entre grandeurs d'entrée et grandeur de sortie d'une couche diélectrique.

Désignons par EH, E'H', les champs électriques et magnétiques à l'entrée et à la sortie d'une couche sans pertes, d'indice n, d'épaisseur d, en incidence normale,

$\phi = \frac{2\pi}{\lambda_o}$ nd, le déphasage provoqué par cette couche sur une onde progressive de longueur d'onde dans le vide λ_o, Z_o l'impédance du vide ; $\frac{Z_o}{n}$ désignant l'impédance caractéristique de l'onde directe relative au milieu considéré, dans le système d'unités MKSA rationalisé : [3] [4]

$$\begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mathcal{C} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E' \\ H' \end{vmatrix} \qquad \begin{vmatrix} E' \\ H' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mathcal{C}^{-1} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix}$$

avec $\mathcal{C} = \begin{vmatrix} \cos\phi & j\frac{Z_o}{n}\sin\phi \\ j\frac{n}{Z_o}\sin\phi & \cos\phi \end{vmatrix}$ et $\mathcal{C}^{-1} = \begin{vmatrix} \cos\phi & -j\frac{Z_o}{n}\sin\phi \\ -j\frac{n}{Z_o}\sin\phi & \cos\phi \end{vmatrix}$

Soit un vecteur V, de "coordonnées" $\begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix}$ et V' un vecteur de coordonnées" $\begin{vmatrix} E' \\ H' \end{vmatrix}$. La matrice $\mathcal{C}$ permet de passer de V' à V. Essayons d'introduire les changements de variables conduisant aux champs des ondes progressives à l'intérieur de la couche. L'équation aux valeurs propres de la matrice $\lambda^2 - 2\cos\phi + 1 =$ donne pour celles-ci $\lambda_1 = e^{-j\phi}$, $\lambda_2 = e^{j\phi}$. Les pentes des directions propres sont solutions de l'équation.

$$j\frac{Z_o}{n}\sin\phi\, S^2 - j\frac{n}{Z_o}\sin\phi = 0$$

et valent : $\frac{n}{Z_o}$ et $-\frac{n}{Z_o}$. Soient $\mathcal{E}$ et $\mathcal{H}$ les composantes de V, $\mathcal{E}'$ $\mathcal{H}'$ celles de V' suivant les directions propres, les vecteurs unitaires choisis sur ces directions propres

ayant pour composantes : $\begin{vmatrix} \frac{Z_o}{n} \\ 1 \end{vmatrix}$ et $\begin{vmatrix} -\frac{Z_o}{n} \\ 1 \end{vmatrix}$ la matrice de

changement d'axes est :

$$\begin{vmatrix} S \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{Z_o}{n} & -\frac{Z_o}{n} \\ 1 & 1 \end{vmatrix} \quad \text{son inverse} \quad \begin{vmatrix} S^{-1} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & \frac{Z_o}{n} \\ -1 & \frac{Z_o}{n} \end{vmatrix} \cdot \frac{n}{2Z_o}$$

On a ainsi :

$$\begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix} \qquad \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix} = S^{-1} \cdot \begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix}$$

d'où :

$$\left.\begin{aligned} E &= \frac{Z_o}{n}(\mathcal{E}-\mathcal{H}) \\ H &= \mathcal{E}+\mathcal{H} \end{aligned}\right\} \quad (1) \qquad \left.\begin{aligned} \mathcal{E} &= \left(E + \frac{Z_o}{n} H\right)\cdot\frac{n}{2Z_o} \\ \mathcal{H} &= \left(-E + \frac{Z_o}{n} H\right)\cdot\frac{n}{2Z_o} \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Mêmes expressions pour les grandeurs de sortie

$$\left.\begin{aligned} E' &= \frac{Z_o}{n}(\mathcal{E}'-\mathcal{H}') \\ H' &= \mathcal{E}'+\mathcal{H}' \end{aligned}\right\} \quad (3) \qquad \left.\begin{aligned} \mathcal{E}' &= \left(E' + \frac{Z_o}{n} H'\right)\cdot\frac{n}{2Z_o} \\ \mathcal{H}' &= \left(-E' + \frac{Z_o}{n} H'\right)\cdot\frac{n}{2Z_o} \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

L'indice n étant réel, les changements de variable de E'H' en $\mathcal{E}'\mathcal{H}'$ et de $\mathcal{E}\mathcal{H}$ en EH s'opèrent par des combinaisons linéaires simples à coefficients réels.

Etudions le passage de $\mathcal{E}\,\mathcal{H}$ à $\mathcal{E}'\mathcal{H}'$

Des relations

$$\begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix} = \mathcal{C} \cdot \begin{vmatrix} E' \\ H' \end{vmatrix} \qquad \begin{vmatrix} E \\ H \end{vmatrix} = S \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix}, \quad \begin{vmatrix} E' \\ H' \end{vmatrix} = S \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix}$$

On peut tirer les relations :

$$\begin{vmatrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S^{-1} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} S^{-1} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{C}^{-1} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} S \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix}$$

avec $$\begin{vmatrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e^{-j\phi} & 0 \\ 0 & e^{-j\phi} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix}$$

Soit $$\left.\begin{aligned} \mathcal{E}' &= \mathcal{E} e^{-j\phi} \\ \mathcal{H}' &= \mathcal{H} e^{j\phi} \end{aligned}\right\} \quad (5) \qquad \left.\begin{aligned} \mathcal{E} &= \mathcal{E}' e^{j\phi} \\ \mathcal{H} &= \mathcal{H}' e^{-j\phi} \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

En résumé

Il est possible, partant des champs E'H' à la sortie d'une couche de passer aux champs à l'entrée de la même couche par les stades intermédiaires suivants :

$$\begin{matrix} E' \\ H' \end{matrix} \longrightarrow \begin{matrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{matrix} \longrightarrow \begin{matrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{matrix} \longrightarrow \begin{matrix} E \\ H \end{matrix}$$

Changement de variables par des relations linéaires à coefficients réels	déphasages purs	Changement de variables par relations linéaires à coefficients réels

Recherchons maintenant les facteurs de réflexion et de transmission :

Si n_o désigne l'indice du milieu d'entrée d'un ensemble de couches E_o^+ E_o^- , les champs électriques incident et réfléchi à l'entrée, E_S le champ électrique à la sortie, r le facteur de réflexion à l'entrée, t le facteur de transmission à la sortie, on a :

$$r = \frac{E_o^-}{E_o^+} \qquad t = \frac{E_S}{E_o^+}$$

avec
$$E_o^+ = \left(E_o + \frac{Z_o}{n_o} H_o \right) \cdot \frac{1}{2}$$
$$E_o^- = \left(E_o - \frac{Z_o}{n_o} H_o \right) \cdot \frac{1}{2}$$

(7) E_o et H_o désignant les champs à l'entrée de la couche.

Les relations (7) qui permettent le calcul de E_o^+ et E_o^- sont de même type que (4) et n'introduisent pas d'opérations nouvelles. Seule l'élaboration de r et t nécessitera deux divisions de nombres complexes.

La similitude des relations (4) et (7) recouvre une similitude physique et les grandeurs $\mathcal{E}$ $\mathcal{H}$ sont en réalité les champs magnétiques des ondes progressives, montrons-le. E^+ et E^- désignant les champs électriques des ondes directe et inverse en un point quelconque.

On a : $E = E^+ + E^-$; $H = H^+ + H^-$; $H = \frac{n}{Z_o} E^+ - \frac{n}{Z_o} E^-$;

d'où : $E^+ = \frac{1}{2}\left(E + \frac{Z_o}{n} H \right)$, $E^- = \frac{1}{2}\left(E - \frac{Z_o}{n} H \right)$ en comparant à (2) on met en évidence la nature physique de $\mathcal{E}$ et $\mathcal{H}$.

$\mathcal{E} = \frac{E^+}{Z_o/n}$ $\mathcal{H} = \frac{E^-}{Z_o/n}$ c'est-à-dire $\mathcal{E} = H^+$; $\mathcal{H} = H^-$

$\mathcal{E}$ et $\mathcal{H}$ représentent donc les champs magnétiques des ondes directes et inverses dans le diélectrique. La relation

$$\begin{vmatrix} \mathcal{E}' \\ \mathcal{H}' \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} e^{j\phi} & o \\ o & e^{j\phi} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \mathcal{E} \\ \mathcal{H} \end{vmatrix}$$ traduit alors les déphasages

provoqués sur les champs magnétiques de l'onde directe et inverse, par la traversée de la couche.

Puisque pour la traversée de la lame nous avons été conduit à utiliser des grandeurs $\mathcal{E}$ $\mathcal{H}$ et $\mathcal{E}'$ $\mathcal{H}'$ de même nature physique (champs magnétiques des ondes progressives), il peut être intéressant d'adopter des grandeurs de même dimension aux intersurfaces.

Posons $e = \frac{E}{Z_o}$, cette grandeur a les dimensions d'un champ magnétique. On peut alors n'utiliser que des champs de type ne et H. Les relations de passage des grandeurs de sortie aux grandeurs d'entrée deviennent :

$$\left.\begin{aligned} \mathcal{E}' &= \tfrac{1}{2}(ne' + H') \\ \mathcal{H}' &= \tfrac{1}{2}(-ne' + H') \end{aligned}\right\} \quad (4\text{ bis}) \qquad \begin{aligned} \mathcal{E} &= \mathcal{E}' e^{j\phi} \\ \mathcal{H} &= \mathcal{H}' e^{-j\phi} \end{aligned} \quad (6) \qquad \begin{aligned} ne &= \mathcal{E} - \mathcal{H} \\ H &= \mathcal{E} + \mathcal{H} \end{aligned} \quad (1\text{bis})$$

et dans le milieu d'entrée d'indice n_o les relations

$$\left.\begin{aligned} n_o e_o^+ &= \tfrac{1}{2}(n_o e_o + H_o) \\ n_o e_o^- &= \tfrac{1}{2}(n_o e_o - H_o) \end{aligned}\right\} \quad (7\text{ bis})$$ permettent le calcul de r.

On remarque que les opérations relatives à la traversée d'une couche se réduisent à deux sommes vectorielles, deux différences et deux déphasages purs.

Voyons ce qui se passe pour plusieurs couches en contact :

Considérons trois couches successives numérotées q-1, q, q+1 appartenant à un ensemble de couches, la numérotation croissante correspondant au sens de la lumière incidente. Pour passer des champs dans la couche de rang q + 1 (sortie), aux champs de la couche précédente de rang q - 1, on utilisera les relations de continuité des champs réduits : $e'_q = e_{q+1}$; $H'_q = H_{q+1}$; si n_{q-1}, n_q, n_{q+1}, ϕ_{q-1}, ϕ_q, ϕ_{q+1} désignent les indices et les déphasages des ondes progressives dans les trois couches considérées, et puisqu'on opère sur les champs ne, la traversée d'une interface correspondra au passage de $n_{q+1}e_{q+1}$ à $n_q e_q$ c'est-à-dire à une multiplication par $\frac{n_q}{n_{q+1}}$. On peut résumer les opérations à effectuer par l'appareil par le tableau suivant :

	1		2		3	4		
$n_{q+1}e_{q+1}$	$\times \frac{1}{2}\frac{n_q}{n_{q+1}}$	$= \frac{n_q e_{q+1}}{2}$	$= \frac{n_q e'_q}{2}$	$\frac{n_q e'_q}{2} + \frac{H'_q}{2} = \mathcal{E}'_q$	$\times e^{j\phi_q} = \mathcal{E}_q$	$\mathcal{E}_q - \mathcal{H}_q = n_q e_q$		$\times \frac{1}{2}\frac{n_{q-1}}{n_q}$
H_{q+1}	$\times \frac{1}{2}$	$= \frac{H_{q+1}}{2}$	$+ \frac{H'_q}{2}$	$-\frac{n_q e'_q}{2} + \frac{H'_q}{2} = \mathcal{H}'_q$	$\times e^{-j\phi_q} = \mathcal{H}_q$	$\mathcal{E}_q + \mathcal{H}_q = H_q$		$\times \frac{1}{2}$
couche q+1	passage de la couche q+1 à la couche q		traversée de la couche q					passage à q-1

TABLEAU I

On a encadré les opérations successives qui devront être effectuées par le simulateur.

I-2. Utilisation des impédances et du facteur de réflexion

[5] Désignons par $Z = \frac{E}{H}$ l'impédance optique en un

point du milieu considéré, par $z = \frac{Z}{Z_o}$ .n l'impédance relative rapportée à l'impédance caractéristique $\frac{Z_o}{n}$, par r le facteur de réflexion en ce point. Les grandeurs r et z sont liées par les relations classiques : $r = \frac{z - 1}{z + 1}$ (8) $z = \frac{1 + r}{1 - r}$. (9).

La méthode de calcul utilisée dans l'abaque de Smith repose sur les deux idées simples suivantes : pour la traversée d'une couche il est souhaitable d'utiliser le facteur de réflexion, qui en remontant vers la source, subit un déphasage - 2ϕ, c'est-à-dire se trouve multiplié par $\frac{e^{-j\phi}}{e^{j\phi}}$; à l'intersurface, entre la couche q et la couche q + 1, le passage se traduit par la relation $z_q = z_{q+1} \times \frac{n_q}{n_{q+1}}$, expression de la continuité $Z_q = Z_{q+1}$.

Le problème supplémentaire qui se pose est alors le passage des grandeurs r aux grandeurs z. Nous avons vu que sa forme homographique entraîne la nécessité d'effectuer des quotients de nombres complexes. Les remarques suivantes permettent d'éviter cet écueil.

Les paramètres de calcul r et z se présentent toujours sous forme de quotients.

Posons $r = \frac{A}{B}$, on a : $z = \frac{1 + r}{1 - r} = \frac{B + A}{B - A}$

Posons $z = \frac{\mathcal{A}}{\mathcal{B}}$ on a $r = \frac{\mathcal{A} - \mathcal{B}}{\mathcal{A} + \mathcal{B}}$

Considérons les trois couches successives q-1, q, q+1, partons de l'impédance $z_{q+1} = \frac{\mathcal{A}_{q+1}}{\mathcal{B}_{q+1}}$ à l'entrée de la couche q+1.

Le passage de l'intersurface q+1, q, se traduit par la multiplication $\times \frac{n_q}{n_{q+1}}$. L'impédance à la sortie du milieu

q est : $z'_q = \frac{\mathcal{A}_{q+1} \cdot n_q}{\mathcal{B}_{q+1} \cdot n_{q+1}}$ que nous pouvons présenter sous

la forme $z'_q = \frac{\mathcal{A}'_q}{\mathcal{B}'_q}$, le facteur de réflexion correspondant sera $r'_q = \frac{\mathcal{A}'_q - \mathcal{B}'_q}{\mathcal{A}'_q + \mathcal{B}'_q}$ que nous présenterons sous

la forme $r'_q = \frac{A'_q}{B'_q}$; la traversée de la lame vers la source donnera à l'entrée de celle-ci le facteur de réflexion :

$$r_q = \frac{A'_q}{B'_q} \cdot \frac{e^{-j\phi_q}}{e^{j\phi_q}} = \frac{A_q}{B_q}$$

et l'impédance $z_q = \frac{B_q + A_q}{B_q - A_q}$

On peut traiter séparément numérateurs et dénominateurs, puisqu'on n'a à faire que des sommes et différences de ceux-ci. Les opérations à effectuer se résument dans le tableau :

z_{q+1}	→ z'_q →	r_q →	→	r_q →	z_q →	z'_{q-1}
$\mathcal{A}_{q+1}$	$\times n_q = \mathcal{A}_q$	$\mathcal{A}'_q - \mathcal{B}'_q = A'_q$	$\times e^{-j\phi_q}$	$= A_q$	$B_q + A_q = \mathcal{A}_q$	$\times n_{q-1} = \mathcal{A}'_{q-1}$
$\mathcal{B}_{q+1}$	$\times n_{q+1} = \mathcal{B}_q$	$\mathcal{A}'_q + \mathcal{B}'_q = B_q$	$\times e^{j\phi_q}$	$= B_q$	$B_q - A_q = \mathcal{B}_q$	$\times n_q = \mathcal{B}'_{q-1}$
couche q+1	interface q+1 / q		traversée couche q			interface q / q-1 couche q-1

TABLEAU 2

Pour un empilement de couches, en partant du milieu de sortie et en opérant de proche en proche vers l'entrée, on voit qu'on est amené à travailler sur deux chaînes de calcul qui ne font intervenir que des sommes vectorielles (et différences), des multiplications par des constantes et des déphasages purs. Bien entendu à l'entrée du système pour élaborer r, on sera amené à effectuer un quotient mais une seule fois pour l'ensemble des couches.

Il y a lieu maintenant de comparer les deux modes de calcul proposés.

I-3. Etude comparative des deux modes de calcul

Pour cela nous avons exprimé les intermédiaires du calcul par les impédances et les facteurs de réflexion en fonction des intermédiaires du calcul par la méthode des champs.

$$z = \frac{n}{Z_o} \quad \frac{E}{H} = \frac{ne}{H} \qquad z-1 = \frac{ne-H}{H} = -\frac{\mathcal{H}}{H} \qquad z+1 = \frac{ne+H}{H} = \frac{\mathcal{E}}{H} \ldots$$

z'_q	r'_q	r_q	z_q	
$z'_{q-1} = -2\frac{\mathcal{H}'_q}{H'_q}$	$\rightarrow$	$\times e^{-j\Phi_q} = -2\frac{\mathcal{H}_q}{H'_q}$	$\frac{2}{H'_q}(\mathcal{E}_q - \mathcal{H}_q) = \frac{2}{H'_q} n_q e_q$	$\times n_{q-1}$
$z_{q+1} = 2\frac{\mathcal{E}'_q}{H_q}$		$\times e^{j\Phi_q} = 2\frac{\mathcal{E}_q}{H'_q}$	$\frac{2}{H'_q}(\mathcal{E}_q + \mathcal{H}_q) = \frac{2}{H'_q} H_q$	$\times n_q$

TABLEAU 3

Du rapprochement des tableaux 2 et 3 on peut tirer les conclusions suivantes :

1°) Les deux chaînes de calculs contiennent des opérations de même type : sommes, différences, multiplications par des constantes, déphasages purs.

2°) Un facteur $\frac{1}{H'_q}$ s'introduit pour la couche où commence le calcul, celà n'a pas d'importance et revient à choisir convenablement les deux grandeurs de départ.

3°) Le fait de travailler sur les impédances et facteurs de réflexion entraîne pour chaque couche un facteur multiplicatif n_q. Il en résultera que les valeurs intermédiaires sur lesquelles opérera le simulateur dans ce cas, seront pour un nombre élevé de couches, beaucoup plus élevées par rapport aux valeurs de départ. (Le facteur multiplicatif étant $n_1 \times n_2 \times n_3 \times \ldots n_q \ldots$ avec $n > 1$). Cela risquera d'entraîner pour les grandeurs de départ du calcul des valeurs trop faibles.

4°) Enfin une raison physique importante milite en faveur du choix de l'emploi des champs plutôt que de celui des impédances. Les champs ont une existence physique réelle. Les impédances au contraire peuvent prendre, et c'est ce que l'on désire dans la fabrication des miroirs multidiélectriques, des valeurs quasi infinies. De plus, en opérant sur les quotients $Z = \frac{E}{H}$ au lieu de E et H on perd une partie des informations.

Toutes ces raisons nous ont fait choisir la méthode de calcul par les champs électriques et magnétiques schématisée au tableau 1.

5°) Toutefois, nous pouvons faire bénéficier le mode de calcul choisi d'une amélioration sensible. Dans la méthode de calcul par les impédances, puisqu'on n'a affaire qu'à des sommes et des différences de termes appartenant à deux chaînes de calcul progressant parallèlement, on peut, pour chaque

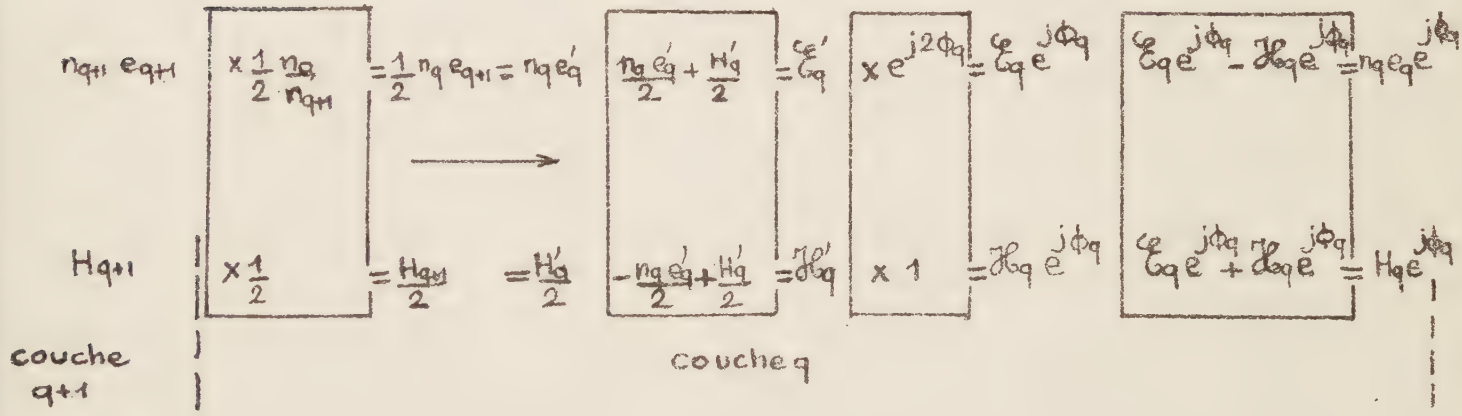
couche, multiplier les termes par $e^{j\phi_q}$. Cela revient à n'avoir à effectuer qu'un seul déphasage $2\phi_q$ correspondant à la multiplication $e^{2j\phi_q}$ au lieu de deux : $e^{j\phi_q}$ et $e^{-j\phi_q}$. Bien entendu les termes finaux seront multipliés par $e^{j(\phi_1 + \phi_2 + \ldots + \phi_q + \ldots)}$ ce dont il faudra éventuellement tenir compte en fin de calcul. Ce déphasage $2\phi_q$ est celui du facteur de réflexion de l'abaque de Smith. Lorsque nous opérerons sur les champs, puisque là aussi nous n'avons que des combinaisons linéaires des termes ne, H et $\mathcal{E}$ $\mathcal{H}$, nous pourrons remplacer les deux multiplications $e^{j\phi_q}$ et $e^{-j\phi_q}$ par une seule $e^{2j\phi_q}$, les termes de sortie d'une couche seront multipliés par $e^{j\phi_q}$, les termes de sortie d'un ensemble de couches par $e^{\Sigma j\phi_q}$. Rien ne sera changé pour le facteur de réflexion. Seule l'origine des phases pour le facteur de réflexion sera décalé de $-\Sigma\phi_q$.

II. PRINCIPE DE LA SIMULATION

Les opérations à effectuer par l'appareil, mises en évidence dans le tableau 4 peuvent être groupées en trois types :

Deux multiplications par un nombre réel, ce nombre devant être une grandeur variable et affichable (cas de $\frac{1}{2} \cdot \frac{n_q}{n_{q+1}}$),

ou fixe : $\frac{1}{2}$, 4 sommes ou différences vectorielles, un déphasage pur, lui aussi variable et affichable.



T A B L E A U 4

II-1. Choix de la grandeur de calcul.

Le type même des opérations à effectuer va conditionner le choix de la grandeur de calcul. Puisqu'il s'agit d'opérations vectorielles, on est conduit à opérer en régime permanent sur des grandeurs fonction sinusoïdale du temps. En principe, il est possible de choisir soit la tension, soit le courant, le choix dépendant en définitive de considérations d'ordre pratique. Les tubes électroniques avec leurs impédances d'entrée élevées pour les fréquences basses conditionnent tout un ensemble de techniques orientées vers l'amplification

de tension. Avec les transistors il est possible d'envisager d'autres solutions permettant de passer par dualité du calcul par tensions au calcul par courants :
des amplificateurs de tension à grande impédance d'entrée et et faible impédance de sortie aux amplificateurs de courant à faible impédance d'entrée et grande impédance de sortie.
En fait les composants dont nous disposions autre que les composants actifs (tubes, transistors) : transformateurs, autotransformateurs, résolvers étaient adaptés à des opérations sur les tensions. De sorte qu'en définitive nous avons été conduit à retenir comme grandeur de calcul la tension sinusoïdale.

Dans les opérations vectorielles, les informations traitées, sont l'amplitude et la phase. Il aurait été a priori séduisant de simuler la variation de fréquence de la lumière par la variation de fréquence des tensions alternatives, utilisées. L'existence d'impédances parasites inévitables, susceptibles de modifier les fonctions de transfert (amplitude et phase) des différents éléments, en fonction de la fréquence, nous a paru trop dangereuse, nous approfondirons cette question au moment de l'étude des organes de calcul ; par exemple, la simulation des déphasages correspondant à la traversée de diverses couches, nécessite un organe déphaseur de haute précision ; la réalisation d'un tel organe, fonctionnant à fréquence variable nous a semblé incompatible avec la précision requise. Nous avons préféré opérer à fréquence fixe. On peut ainsi limiter très étroitement les effets des impédances parasites à la fréquence choisie. La longueur d'onde de la vibration lumineuse ne pouvait donc être introduite que dans le déphasage $2\phi_q = \frac{4\pi}{\lambda_o} n_q d_q$ caractérisant la couche q d'épaisseur d_q. Cette grandeur étant proportionnelle à la fréquence fo de la lumière et devant être affichée, une exploration en fréquence revient

à faire varier tous les affichages $2\phi_q$ des couches de l'empilement en les maintenant proportionnels entre eux. Si l'affichage de $2\phi_q$ correspond au positionnement θ d'un arbre il faudra prévoir un asservissement angle/tension pour chacune des couches, ce qui ne pose aucun problème particulier.

Maintenant qu'ont été définies théoriquement les opérations à effectuer, ainsi que les grandeurs sur lesquelles porteront ces opérations, il nous faut choisir les types d'éléments qui serviront soit individuellement, soit par des groupements adéquats à réaliser les diverses opérations dont il a été question.

II-2. Les éléments du calculateur.

Les opérations à effectuer, la nature physique de la grandeur traitée et le choix des éléments du calculateur ne peuvent être séparés de la précision qui peut intervenir sous trois aspects : précision dans la mise en mémoire des données (affichage), précision dans la réalisation des opérations considérées, mais aussi : précision dans les mesures et vérifications des éléments et des sous-ensembles et c'est peut-être ce dernier aspect qui a été le plus déterminant. La précision dans la mesure des tensions alternatives sinusoïdales est relativement faible. Les systèmes analogiques comportant un convertisseur alternatif continu ne permettent guère de dépasser le 1% à cause du convertisseur ; les systèmes analogiques sensibles aux courants alternatifs (voltmètres ferromagnétiques ou électrodynamiques) sont peu sensibles, donc d'impédances faibles. Si l'on s'en tient à des mesures comparatives (gain d'un amplicateur) on devra faire appel à des étalons, potentiomètres, autotransformateurs, qui permettent dans des bandes de fréquence relativement étroites, d'opérer avec précision 10^{-3} ou mieux. Si dans le choix des éléments du calculateur, tous les quadripoles actifs ou passifs ont un gain égal à 1 (ou à la rigueur $\frac{1}{2}$) leurs performances en module et argument pourront être vérifiées par une méthode d'opposition

donc avec une économie de moyen et une rapidité très grandes. Mais il nous faut avoir une idée de la précision souhaitable. Nous pouvons provisoirement caractériser la précision du simulateur par celle de chacun de ses éléments. A partir des opérations du tableau 4 appliquées par exemple au cas d'une couche $\frac{\lambda}{4}$ ($2\phi_q = 180°$), en contact avec un milieu d'épaisseur pratiquement infinie (verre) en admettant une précision relative pour chaque terme de 10^{-3}, les termes calculés n_q e_q et H_q comporteront une incertitude de l'ordre de 4 10^{-3}. Nous nous proposons d'obtenir, pour chacun des types d'organes, 10^{-3} en module et 10^{-3} radian en phase. Ces valeurs résultent d'un compromis entre la précision d'ensemble voulue et les possibilités technologiques pouvant être atteintes avec des moyens raisonnables. Les premières opérations à effectuer sont une multiplication par une constante $\frac{1}{2} \cdot \frac{n_q}{n_{q+1}}$ affichable et une multiplication par $\frac{1}{2}$. La multiplication par $\frac{1}{2}$ sera effectuée par un autotransformateur ajustable. Ce sera en réalité un transformateur symétrique transformé et rendu ajustable par un petit potentiomètre. Il sera réglé, une fois pour toutes par des méthodes d'opposition et apportera une incertitude très inférieure à celle des autres éléments (10^{-4}). La multiplication par $\frac{1}{2} \cdot \frac{n_q}{n_{q+1}}$ sera effectuée par un autotransformateur de précision à rapport variable, circulaire, à développement voisin de 360 degrés l'erreur de linéarité d'un tel appareil est inférieure de 1,5 10^{-3}. Il permet un affichage direct à l'aide d'un cadran avec vernier au 1/10 de degré, de la valeur de $\frac{1}{2} \frac{n_q}{n_{q+1}}$ relative aux indices de 2 couches successives.

Nous avons préféré un autotransformateur à un potentiomètre car son rapport inpédance d'entrée/impédance de sortie est beaucoup plus élevé (de l'ordre de 1000) avec un rendement

énergétique beaucoup plus favorable.

Aucun organe spécial n'est envisagé pour les sommes et différences qui se feront par simple mise en série de tensions. Bien entendu cela nécessite que ces tensions soient délivrées sous impédance très faible sur des bornes libres par rapport à la masse. Nous avons fait appel pour cela à un transformateur asservi, jouant le rôle d'un simple répéteur de gain $\pm$ 1. C'est un transformateur dont un enroulement supplémentaire permet de comparer la force électromotrice à la tension d'entrée, la tension d'erreur convenablement amplifiée alimente le primaire de ce transformateur. La précision est essentiellement liée au système de comparaison constitué par deux résistances très stables et une résistance ajustable. Son impédance d'entrée (1 mégohm) est très élevée par rapport à son impédance de sortie (quelques dizaines d'ohms). L'intérêt de ce montage étant que la valeur de son gain $\pm$ 1 peut être vérifiée avec une grande précision par une méthode d'opposition.

Le déphasage pur utilisera un transformateur de coordonnées, pièce détachée électromécanique principalement utilisée pour effectuer des opérations trigonométriques sur des vecteurs représentés par des tensions monophasées. C'est essentiellement un transformateur dans lequel le couplage entre enroulements primaires et secondaires est rendu variable par rotation du rotor. On obtient un appareil dans lequel les tensions induites sont fonctions sinusoïdales de la position angulaire du rotor. En tant que transformateur, ses performances sont un peu variables avec l'amplitude du signal qu'il traite, mais aussi avec la résistance de ses enroulements qui varient avec la température. La précision requise, 10^{-3}, exige qu'il soit asservi. Il peut l'être par une technique analogue à celle employée dans les répéteurs. Convenablement utilisé avec des éléments passifs R,C, il peut constituer l'âme d'un déphaseur pur. La rotation θ de

son arbre rotorique pouvant être rendue égale au déphasage qu'il provoque, on a ainsi la possibilité de faire varier le déphasage $2\phi_q$ relatif à une lame, c'est-à-dire l'épaisseur optique et de l'afficher directement. On a, de plus, la possibilité d'asservir la position angulaire de cet arbre, par exemple par une tension fonction linéaire du temps. On aura ainsi une exploration en fonction de la fréquence de l'onde lumineuse f (proportionnelle à $2\phi_q$). Ajoutons cependant que par son principe le déphaseur obtenu affaiblit les modules dans le rapport constant $\sqrt{2}$. Un répéteur dont les résistances de comparaison devront être modifiées rattrapera cet affaiblissement et constituera avec le déphaseur réglé à $2\phi_q = 0$ un amplificateur de gain 1 pouvant être réglé par mise en opposition des tensions d'entrée et de sortie.

II-3. Les opérations réelles à effectuer.

Le tableau 4 définit les opérations que le simulateur devra effectuer pour calculer les éléments d'entrée d'une couche en fonction de ses éléments de sortie. Maintenant qu'a été précisé le principe des éléments de base employés dans la constitution d'une couche, nous allons faire un retour en arrière afin de voir, s'il n'est pas possible d'obtenir par une combinaison appropriée des organes de base quelque simplification nouvelle. Considérons les trois couches successives q-1, q, q+1, nous partons des grandeurs d'entrée de la couche q+1 sous la forme $n_{q+1}e_{q+1}$ et $-H_{q+1}$ (au lieu de $+H_{q+1}$). Un autotransformateur à rapport variable $\frac{1}{2}\ \frac{n_q}{n_{q+1}}$ et un autre à rapport $\frac{1}{2}$ fixe donnent :

$\frac{1}{2} n_q e'_q = a$ et $-\frac{H'_q}{2} = -c$ grandeurs de sortie

de la couche q.

Les champs réduits de sortie $\mathcal{E}'_q$ et $\mathcal{H}'_q$ ont alors les formes suivantes :

$$\mathcal{E}'_q = \frac{1}{2} n_q e'_q - \frac{H'_q}{2} = a + c \qquad (8)$$

$$\mathcal{H}'_q = -\frac{1}{2} n_q e'_q - \frac{H'_q}{2} = -a + c$$

Après le déphasage $2\phi_q$ correspondant à la traversée de la lame, on a les champs réduits à l'entrée déphasés de ϕ_q :

$$\mathcal{E}_q e^{j\phi_q} = \mathcal{E}'_q e^{2j\phi_q} = (a + c)\, e^{2j\phi_q} = b$$

et

$$\mathcal{H}_q e^{j\phi_q} = \mathcal{H}'_q = -a + c.$$

Les champs à l'entrée : $n_q e_q e^{j\phi_q}$ et $H_q e^{j\phi_q}$ ont pour expressions

$$n_q e_q e^{j\phi_q} = \mathcal{E}_q e^{j\phi_q} - \mathcal{H}'_q = b + a - c = (a - c) + b$$

$$H_q e^{j\phi_q} = \mathcal{E}_q e^{j\phi_q} + \mathcal{H}'_q = (a - c) - b \qquad (9)$$

A l'entrée de la lame q-1, on a donc les champs $n_q e_q$ et $-H_q$ au déphasage ϕ_q près, ce qui ne modifiera pas les calculs ultérieurs.

Les relations 8 et 9 suggèrent un réarrangement du calcul. Si tous les répéteurs ainsi que le déphaseur sont à masse flottante, c'est-à-dire constituent des quadripoles actifs dont la mise en série est possible, la tension a + c

appliquée à l'entrée du déphaseur peut-être prélevée directement sur le curseur des deux autotransformateurs, qui élabore l'un a, l'autre -c : a + c = a -(- c). Aucun appareil spécial n'est nécessaire. L'ensemble du déphaseur $2\phi_q$ et d'un répéteur multiplicateur par $\sqrt{2}$ fabriquera + b. Deux répéteurs permettront la mise en série a - c tout en donnant l'impédance de sortie nécessaire faible et constante. Un répéteur inverseur donnera - b.

Le schéma synoptique d'une couche devient alors le suivant :

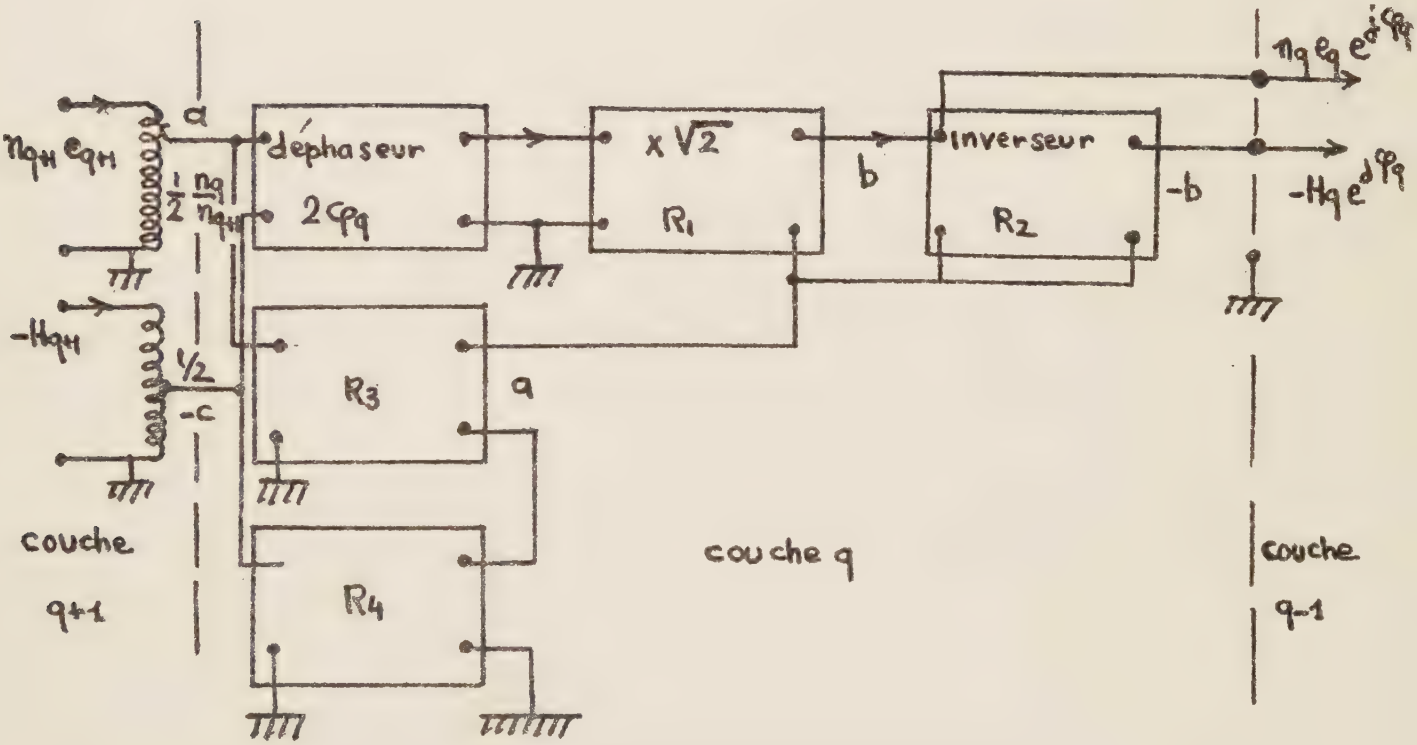


Figure 1

On voit qu'elle comprendra :

un autotransformateur à rapport variable pour l'affichage des indices, un déphaseur avec affichage direct de $2\phi_q = \frac{4\pi}{\lambda_o} n_q d_q$ pour l'affichage des épaisseurs optique et éventuellement l'exploration en longueur d'onde, et quatre répéteurs. L'ensemble avec les deux entrées et deux sorties constitue un octopole qui élabore les champs à l'entrée d'une couche en fonction des champs à la sortie. Pour un empilement de couches les octopoles seront disposés en cascade, de sorte que l'ensemble élaborera les champs à l'entrée de l'empilement en fonction des champs à la sortie de celui-ci. Il restera donc à fabriquer, d'une part les champs à la sortie de l'empilement qui devront servir de point de départ au calcul, d'autre part les facteurs de réflexion et de transmission r, t, en utilisant les champs à l'entrée calculés.

II-4. <u>Les autres opérations à effectuer dans le simulateur</u>

Désignons par n l'indice du milieu de sortie S, et par n_o celui d'entrée (air ou verre). Les champs dans le milieu S sont E_s et H_s tels que $\frac{E_s}{H_s} = \frac{Z_o}{n}$ impédance caractéristique du milieu considéré. Les grandeurs du milieu de sortie S à introduire dans le simulateur de la dernière couche sont ne_s et $-H_s$ mais :

$$H_s = \frac{E_s}{Z_o/n} = ne_s$$

Les grandeurs à introduire seront donc ne_s et $-ne_s$. Un inverseur sera nécessaire. En ce qui concerne le milieu d'entrée O, deux autotransformateurs analogues à ceux des couches, de rapport $\frac{1}{2} \cdot \frac{n_o}{n_1}$ et $\frac{1}{2}$ donnent naissance à

$\frac{n_o e_o e^{j\phi}}{2}$, $\frac{-H_o e^{j\phi}}{2}$ et $-H_o e^{j\phi}$, champ du milieu d'indice n_o

au déphasage $\phi = \sum 2\phi_q$ près.

D'après 7 bis, on aura alors :

$$n_o e_o^+ e^{j\phi} = \frac{1}{2} n_o e_o e^{j\phi} + \frac{H_o}{2} e^{j\phi}, \quad n_o e_o^- e^{j\phi} = \frac{1}{2} n_o e_o e^{j\phi} - \frac{H_o}{2} e^{j\phi}$$

Ces deux grandeurs seront recueillies à la sortie de deux répéteurs seulement en utilisant le schéma suivant :

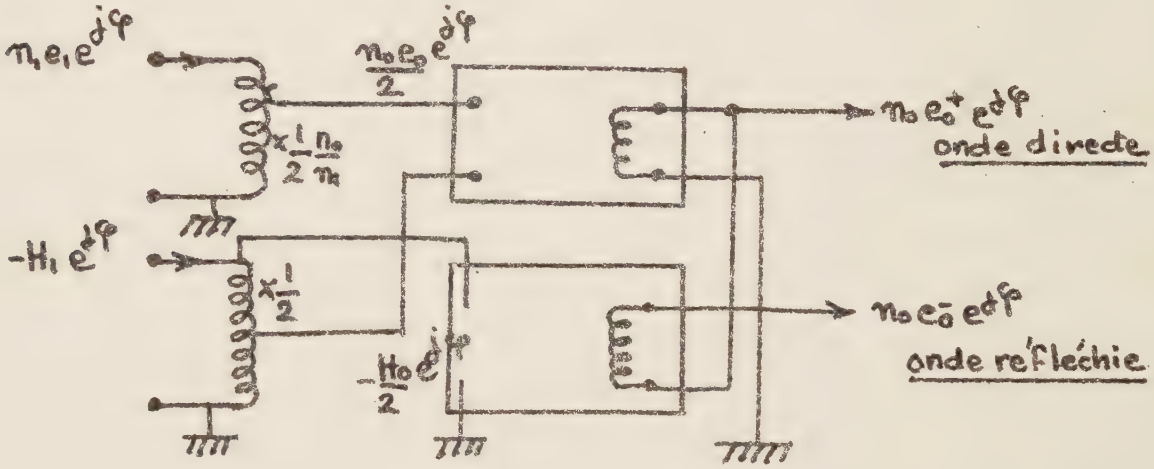


Figure 2

On disposera donc à la sortie du simulateur, qui constitue l'entrée du système de couches, de $n_o e_o^+ e^{j\phi}$ et $n_o e_o^- e^{j\phi}$ ondes directe et réfléchie à un facteur près. On disposera à l'entrée du simulateur qui constitue la sortie du système de couches de ne_s, onde de sortie.

Le facteur réflexion est par définition

$$r = \frac{E_o^-}{E_o^+} = \frac{n_o e_o^- e^{j\phi}}{n_o e_o^+ e^{j\phi}}$$

Le facteur de transmission est

$$t = \frac{E_s}{E_o^+} = \frac{ne_s}{n_o e_o^+ e^{j\phi}} \times \frac{n_o}{n} \times e^{+j\phi}$$

Un autotransformateur affichant le rapport $\frac{n_o}{n}$ nous permettra d'obtenir à sa sortie : $t.e^{-j\phi} = \frac{n_o e_s}{n_o e_o e^{j\phi}}$. Il ne nous restera plus qu'à lire en module à l'aide d'un voltmètre, en phase à l'aide d'un phasemètre les trois grandeurs $n_o e_o^+ e^{j\phi}$, $n_o e_o^- e^{j\phi}$ et $n_o e_s$ pour avoir r et t ; en pratique nous éviterons une partie de ces lectures et le calcul d'un quotient. Pour cela en agissant sur le générateur qui fabrique la grandeur tension représentant ne_s appliquée au simulateur, nous asservirons la tension représentant l'onde directe $n_o e_o^+ e^{j\phi}$ à avoir une amplitude constante. Il ne restera plus qu'à mesurer $n_o e_o^- e^{j\phi}$ et $n_o e_s$ en module et en phase (par rapport à l'onde directe) pour avoir r et t. Le simulateur devra donc comporter un asservissement en amplitude de l'onde directe. Cela correspond d'ailleurs à une réalité physique : dans la pratique tout est rapporté à l'onde émanant de la source. En résumé le calculateur se présentera sous la forme suivante :

Un générateur basse fréquence donnera une tension représentant l'onde de sortie ne_s ; cette tension, traitée par une cascade d'octopoles identiques, correspondant à chaque couche et par les dispositifs annexes liés aux milieux extrêmes, donnera naissance aux tensions représentant $n_o e_o^+ e^{j\phi}$, $n_o e_o^- e^{j\phi}$; ne_s ondes directe, inverse et transmise. L'onde directe $n_o e_o^+ e^{j\phi}$ sera asservie en module. On lira r et t aux bornes de $n_o e_o e^{j\phi}$ et $n_o e_s$, en module et en argument.

L'origine des phases étant constituée par la tension représentant l'onde directe, en ce qui concerne t, il faudra déplacer l'origine des phases de $\phi = \Sigma 2\phi_q$.

La figure 3 suivante représente l'ensemble du simulateur :

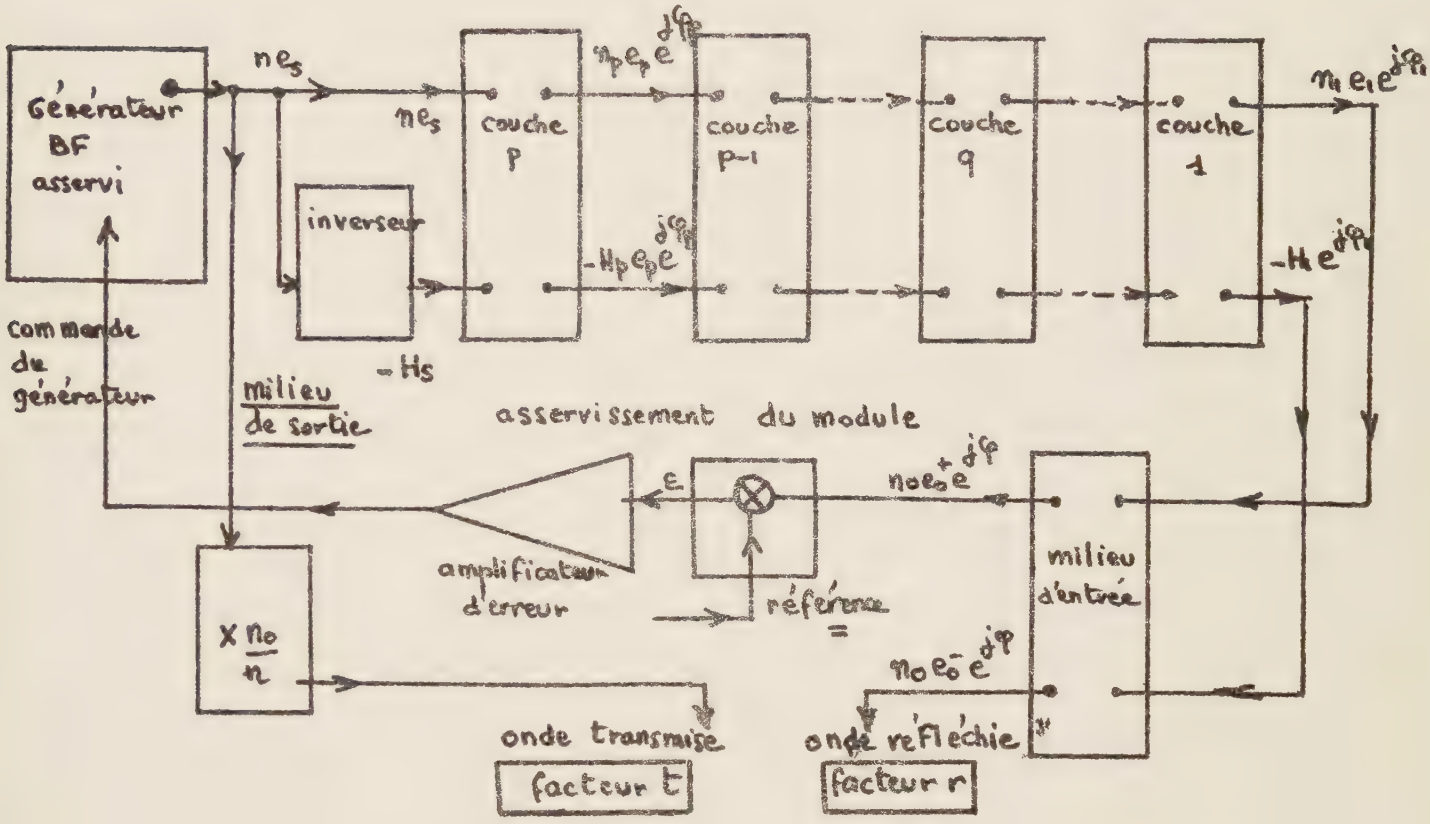


Figure 3

II-5. Extension au cas de l'incidence quelconque [6]

Lorsque l'incidence n'est plus normale, les équations de continuité des champs qui ont été utilisées doivent être remplacées par les équations de continuité des composantes tangentielles des champs, les épaisseurs optiques nd doivent être remplacées par nd cos i, i étant l'angle d'incidence dans le milieu.

Considérons trois couches q-1, q et q+1, i_q l'angle d'incidence dans le milieu q.

II-5.1. Cas où le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence.

(Plan de polarisation dans le plan d'incidence).

Les équations de continuité sont :

$$E'_{q-1} = E_q \quad , \quad H'_{q-1} \cos i'_{q-1} = H_q \cos i_q$$

$$E'_q = E_{q+1} \quad , \quad H'_q \cos i_q = H_{q+1} \cos i_{q+1}$$

On voit que les grandeurs traitées seront les champs E et H cos i.

Les champs direct et inverse vérifieront l'équation

$$H_q \cos i_q = \frac{n_q}{Z_o} \cos i_q E^+_q - \frac{n_q}{Z_o} \cos i_q E^-_q$$

il suffira donc de remplacer n par n cos i.

Dans le simulateur, on partira de :

$$H_s \cos i_s = \frac{n E_s}{Z_o} \cos i_s = n e_s \cos i_s \text{ et on sortira}$$

$$n_o e_o^+ e^{j\phi} \cos i_o \quad \text{et} \quad n_o e_o^- e^{j\phi} \cos i_o$$

Le facteur de réflexion $r = \frac{e_o^-}{e_o^+} = \frac{n_o e_o^+ e^{j\phi} \cos i_o}{n_o e_o^- e^{j\phi} \cos i_o}$ sera lu directement si on asservit la tension $n_o e_o^- e^{j\phi} \cos i_o$.

Le facteur de réflexion peut s'écrire :

$$t = \frac{e_s}{e_o^+} = \frac{n e_s \cos i_s}{n_o e_o^+ e^{j\phi} \cos i_o} \times \frac{n_o \cos i_o}{n \cos i_s} \cdot e^{-j\phi} \cdot$$

ainsi on obtiendra les facteurs de réflexion en remplaçant tous les affichages de n par n cos i.

II-5.2. Cas où le champ électrique est parallèle au plan d'incidence.

Dans ce cas, les équations de continuité : $E'_{q-1} \cos i_{q-1} = E_q \cos i_q$; $H'_{q-1} = H_q$ conduisent à utiliser les champs H et E cos i.

Et l'expression $H_q = \frac{n_q}{Z_o \cos i_q} E^+_q \cos i_q - \frac{n_q}{Z_o \cos i_q} E^-_q \cos i_q$ montre qu'il suffit de remplacer n par $\frac{n}{\cos i}$ dans les affichages des indices.

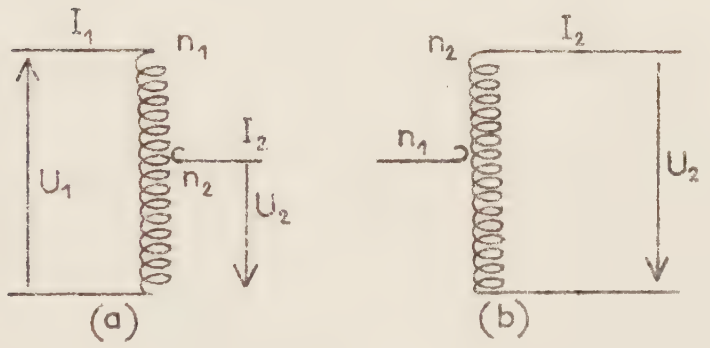
En résumé, l'appareil sera utilisable en incidence oblique en remplaçant tous les affichages d'indice n par n cos i et les déphasages 2ϕ par 2ϕ cos i, si le champ électrique est perpendiculaire au plan d'incidence, et tous les affichages n par $\frac{n}{\cos i}$ et 2ϕ par 2ϕ cos i si le champ électrique est situé dans le plan d'incidence, à condition de traiter séparément les deux polarisations.

III- ETUDE DES ORGANES DE CALCUL

III-1. Affichage des indices :

La grandeur à afficher pour chaque couche est $\frac{1}{2}\ \frac{n_q}{n_{q+1}}$, si nous admettons pour valeurs extrêmes des indices 3 et 1,2, $\frac{1}{2}\ \frac{n_q}{n_{q+1}}$ varie entre 1,25 et 0,2.

Il y a lieu d'envisager l'emploi de l'autotransformateur en élévateur de tension. Mais cela conduit à étudier les variations des impédances d'entrée et de sortie en fonction de la position du curseur. Désignons par m le rapport d'enroulement, par R la résistance totale de l'enroulement et par Lω l'inductance de fuite totale de celui-ci.



- Fig. 4 -

Dans le cas du montage (a), abaisseur de tension, l'impédance interne ou impédance de sortie est donnée par la relation $m(1-m)\ (R + jL\omega)$. Cette impédance passe par un maximum au milieu de la course du curseur ($m = \frac{1}{2}$), elle prend alors la valeur $\frac{R + jL\omega}{4}$.

A 400 Hz l'impédance interne maxima, mesurée au pont, bornes d'entrée en court-circuit, est de l'ordre de 30 + 25j ohms. Dans le montage (b) pour lequel $m \gg 1$ l'impédance de sortie prend l'expression $(m - 1)\ (R + jL\omega)$. Elle reprendra la valeur maxima qu'elle avait dans le montage (a) pour m = 1,25. Nous avons vu que cette valeur

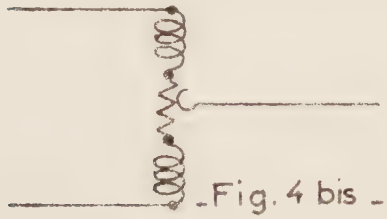
est sensiblement la plus défavorable que nous risquons de rencontrer dans un empilement. En ce qui concerne l'impédance d'entrée à vide, celle-ci est constante et de l'ordre de 30.000 ohms dans le montage (a), elle est variable et égale à $\frac{1}{m}$ de la valeur précédente dans le montage (b) avec $1 < m < 1{,}25$. De toute façon le rapport impédance d'entrée, impédance de sortie reste extrêmement favorable, beaucoup plus qu'avec un potentiomètre. Monté suivant (a) ou (b) l'autotransformateur permettra donc les affichages d'indices dans de bonnes conditions.

Son erreur relative est de l'ordre de 10^{-3}, l'erreur absolue angulaire de l'ordre du 1/3 de degré.

L'affichage de $\frac{1}{2}\ \frac{n_q}{n_{q+1}}$ sera fait à l'aide d'un cadran gradué en degrés avec vernier au 1/10.

III-2. Multiplication par 1/2 du champ magnétique.

On utilisera un autotransformateur dont le point milieu est rendu ajustable à l'aide d'un petit potentiomètre.



- Fig. 4 bis -

C'est en réalité un transformateur dont les enroulements ont été mis en série.

Son impédance d'entrée à vide à 400 Hz est constituée par une inductance de 135 000 Ω en parallèle avec une résistance de 700 000 Ω. Son impédance de sortie est 60 + j 55 ohms. Le rapport $\frac{1}{2}$ a été réalisé à mieux que 10^{-4} près, le déphasage ne dépasse pas 210^{-4} rd. (voir techniques de mesures). On peut donc dire que cette opération x 1/2 n'affecte pratiquement pas la précision.

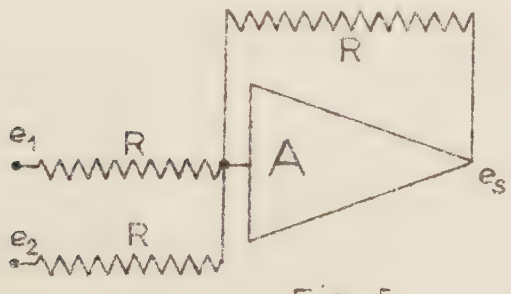
III-3. Addition et soustraction : étude des répéteurs.

III-3.1. D'après le programme de calcul que doit accomplir le simulateur, un rôle essentiel est dévolu

à une pièce qui existera en un grand nombre d'exemplaires dans la machine (quatre par couche) et que nous nommerons répéteurs. Le cahier des charges proposé pour cet organe se présente ainsi : son gain en tension doit être $\pm$ 1 à 10^{-3} près pour des amplitudes variant dans un rapport de plusieurs centaines, 1000 serait souhaité, par exemple 10 mV, 10 V, son déphasage 10^{-3} rd maximum. Son impédance d'entrée beaucoup plus grande que l'impédance de sortie des autotransformateurs 100 000 ohms au moins, son impédance de sortie beaucoup plus petite que l'impédance d'entrée des mêmes autotransformateurs (quelques dizaines d'ohms). Ses bornes de sorties doivent être libres par rapport à la masse pour une mise en série possible de plusieurs d'entre eux. Sa masse devra être flottante par rapport à la masse de l'ensemble, c'est-à-dire qu'il devra comprendre sa propre alimentation.

Il est évident que c'est la réponse favorable, à un tel cahier des charges qui justifie a posteriori le choix de principe de la fig. 1.

III-3.2. Néanmoins d'autres solutions ont été envisagées et il n'est peut-être pas sans intérêt d'évoquer au moins l'une d'entre elle. Puisque les opérations à effectuer sont des combinaisons linéaires de grandeurs vectorielles correspondant à deux chaînes de calcul, il aurait été normal d'utiliser les sommateurs classiques des calculateurs universels. Un additionneur à deux entrées se présente sous la forme ci-contre (fig. 5). A est un amplificateur opérationnel. Dans la technique des calculateurs analogiques c'est un amplificateur à courant continu qui fonctionne à fréquence très faible ou faible (calculateurs répétitifs).



-Fig. 5-

Pour notre application A devrait être un amplificateur alternatif fonctionnant à 400 Hz.

Si on admet les hypothèses simplificatrices suivantes : l'amplificateur A a une impédance d'entrée infinie, une impédance de sortie nulle, il ne provoque pas de distorsion de fréquence. Les sources e_1 et e_2 ont des impédances internes nulles, les résistances R sont égales et ne comportent pas de capacité parasite. Les grandeurs d'entrée e_1, e_2, et de sortie e_s sont liées par la relation suivante :

$$\frac{1}{R}\left(e_1 - \frac{e_s}{A}\right) + \frac{1}{R}\left(e_2 - \frac{e_s}{A}\right) = -\left(e_s - \frac{e_s}{A}\right).\frac{1}{R}$$

$e_1 + e_2 = -\left(1 + \frac{3}{A}\right) e_s$. Si A tend vers l'infini

$e_1 + e_2 = - e_s$. On obtient un sommateur généralisé en multipliant le nombre des entrées e_1, $e_2 \ldots e_n$ et en les affectant de résistances R_1, $R_2 \ldots R_n$; on a alors l'addition pondérée $e_s = -\sum_{i=1}^{i=n} \frac{R}{R_n} e_i$. Analysons les sources d'erreurs de l'additionneur à deux entrées. Le gain A n'étant pas infini, l'erreur relative $\frac{3}{A}$ sera rendue négligeable si par exemple A > 5 000.

Soit r la résistance de sortie de l'amplificateur A. On peut facilement montrer, à l'aide du théorème de Thévenin que le "gain" $\frac{e_s}{e_1 + e_2}$ prend en fait la forme approchée suivante :

$$K \# -1\left(1 + \frac{3}{A} - \frac{3r}{RA}\right)$$ (la f.é.m $-\left(1 + \frac{3}{A}\right) e_s$ débitant dans r et R en série).

On voit apparaître le terme supplémentaire $\frac{3r}{RA}$. r pouvant être variable, ce terme devra rester très inférieur à $\frac{3}{A}$. On prendra par exemple $\frac{R}{r} = \frac{1}{10}$ ce qui ne pose aucune difficulté. La résistance de sortie de l'additionneur sera sensiblement $\frac{3r}{A}$ c'est-à-dire négligeable.

Le déphasage admis entre entrée et sortie devant être très faible 10^{-3} rd, il y a lieu d'étudier l'influence de la bande passante de l'amplificateur. Si on construit cet amplificateur avec une constante de temps, prépondérante de manière à avoir un système du ler ordre, cette constante de temps est sensiblement multipliée par $\frac{3}{A} < 10^{-3}$. On aura un déphasage acceptable dans la bande 200 Hz à 800 Hz, on peut donc envisager un amplificateur à liaisons résistance capacité.

Une autre source d'erreur est constituée par les impédances des sources e_1 et e_2, se trouvant en série avec R, elles devront par exemple être inférieure à $\frac{R}{5\ 000}$.

Enfin la capacité d'entrée de l'amplificateur dérivera une partie du courant des deux résistances d'entrée, avec une capacité de 15pF, il ne faudra pas que les résistances R affectées à e_1 et e_2 dépassent 10 000 ohms pour que le déphasage reste très inférieur à 10^{-3} rd. Une telle valeur entraînera pour les impédances de e_1 et e_2 des valeurs de quelques ohms difficiles à réaliser.

En résumé, les difficultés proviennent surtout des limites très serrées que nous nous sommes imposées quant aux déphasages à la fréquence 400 Hz. Aussi n'avons nous pas retenu cette solution.

III-3.3. Principe du répéteur.

Pour obtenir la très faible impédance de sortie nécessaire mais surtout des bornes de sortie isolées, nous devons faire appel à un transformateur. Mais un transformateur ne possède ni l'impédance d'entrée élevée, ni un rapport d'enroulement défini à 10^{-3} près dans des conditions d'amplitude et surtout de température variable. Nous devons faire appel à une technique d'asservissement. On peut se proposer d'asservir la f.é.m du transformateur c'est-à-dire d'opérer sur transformateur non chargé.

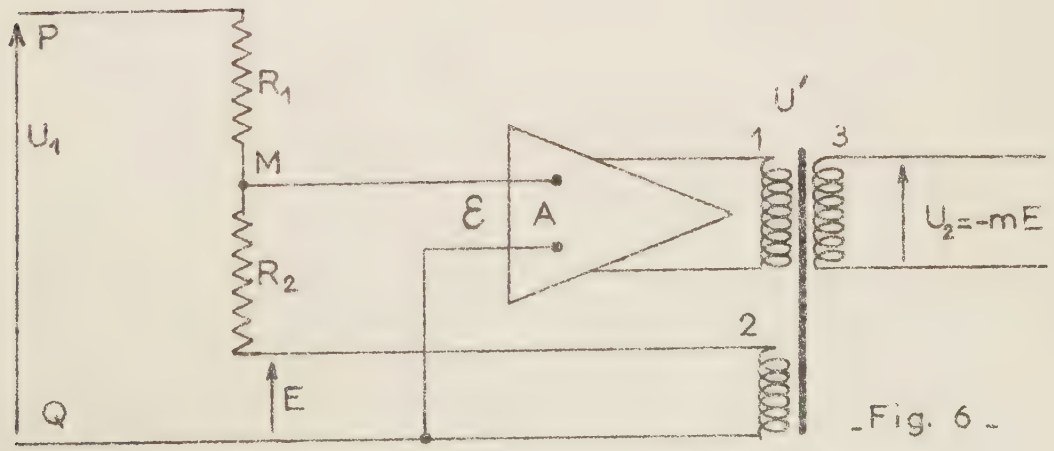
Un transformateur comporte un enroulement primaire (1) susceptible d'être alimenté par un amplificateur, un enroulement secondaire (2) constituera la sortie, un deuxième enroulement (3) donnera une tension E liée à la tension U_2 telle que $U_2 = - mE$, m étant un nombre complexe à composante imaginaire très faible par rapport à sa composante réelle.

La tension d'entrée est comparée à U_1 à l'aide des deux résistances R_1 et R_2. Si l'amplification A est très grande on a :

$$E + (U_1 - E) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \# 0$$

d'où on tire

$$\frac{U_2}{U_1} = m \frac{R_2}{R_1}$$



-Fig. 6-

Cette expression montre que l'on pourra avoir $\frac{U_2}{U_1} = 1$ en agissant sur le rapport $\frac{R_2}{R_1}$. Elle montre en outre que si m n'est pas un nombre réel, il faudra substituer à R_2 et R_1 deux impédances Z_2 et Z_1 comportant une faible composante réactive ajustable. Enfin, la différence de potentiel entre M et Q étant très faible, l'impédance d'entrée du montage est sensiblement R_1. Nous l'avons prise égale à 1 MΩ. Nous remarquons de plus que le transformateur fonctionnant à vide, c'est sa force électromotrice qui est asservie. Il en résulte que m est pratiquement indépendant de U_2, d'autre part m varie très peu avec la température ; la précision de l'asservissement dépendra donc essentiellement des résistances R_1 et R_2. Elles ont été choisies à couche métallique haute stabilité, coefficient de température inférieur à 2510^{-6}. Un potentiomètre de 10 KΩ permet d'ajuster le rapport $\frac{R_1}{R_2}$.

Deux capacités ajustables de 6pF en parallèle permettent d'annuler l'argument de m.

Rien n'oblige évidemment à ce que le point Q soit au potentiel de référence. Si U_P et U_Q représentent les potentiels de P et Q par rapport à une référence quelconque (masse générale), si de plus on ne suppose plus le gain A infini, on calcule facilement, à partir de la relation $\left[(U_P - U_Q) - E\right] \frac{R_2}{R_1 + R_2} + E = \varepsilon$, que le gain du répéteur peut se mettre sous la forme :

$$\frac{U_2}{U_P - U_Q} = m \frac{R_2}{R_1} - \frac{\varepsilon}{U_P - U_Q} \cdot m \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

ε désignant la tension d'erreur à l'entrée de l'amplificateur A,

avec $\varepsilon = \frac{U'}{A}$, U' étant la tension primaire du transformateur.

Par rapport à la relation théorique désirée : $\frac{U_2}{U_P - U_Q} = m \frac{R_2}{R_1} = k$

l'erreur relative $\frac{\Delta k}{k}$ introduite est $\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{\varepsilon}{U_P - U_Q}$

soit en tenant compte des expressions de m et ε :

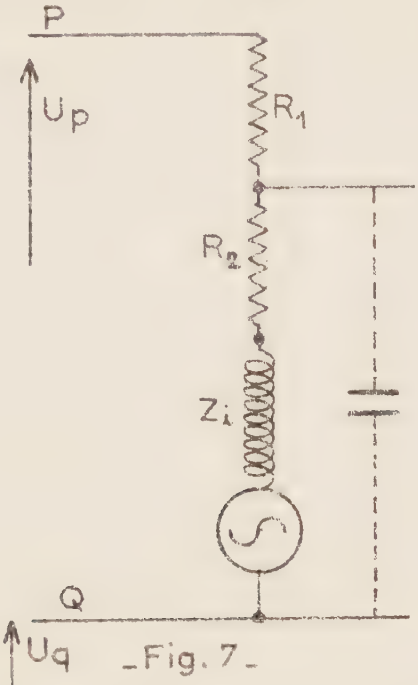
$\frac{\Delta k}{k} = \frac{1 + m}{A} \frac{U'}{U_2}$. On voit qu'il n'y a pas intérêt à adopter, si l'on ne veut pas un gain A trop élevé, une valeur de m trop grande, ni un rapport de transformation $\frac{U'}{U_2}$ trop grand, ce qui serait pourtant désirable pour obtenir une impédance de sortie faible. Avec $\frac{U'}{U_2} = 4$ et m = 1, il faut $A \geq 8\,000$, pour $\frac{\Delta k}{k} < 10^{-3}$. L'impédance de sortie mesurée du transformateur utilisé, est à 400 Hz, 44 + j 7 ohms.

L'étude précédente néglige l'influence de l'impédance de l'enroulement de compensation Z_i et la capacité C d'entrée de l'amplificateur A. Les valeurs choisies $Z_i = 44 + j\,7\ \Omega$ et $R_2 = 1\ M\Omega$ éliminent l'influence de Z_i ; Quant à l'influence de C, elle est mise en évidence par le rapport

$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{R_2}{(1 + jR_2\,C\omega) \cdot R_1}$ avec $R_2 = R_1$, $\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{1 + jR_2\,C\omega}$

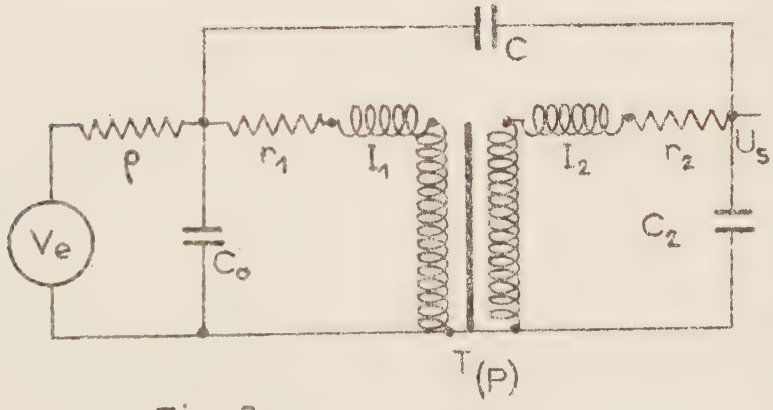
Si on admet C = 10 pF, pour avoir un déphasage inférieur à la minute, il faut $R_2 < 13\,000\ \Omega$, ce qui est très inférieur aux valeurs choisies. On remédiera à cet état de chose en limitant la capacité au maximum par une disposition adéquate et surtout par contre réaction de courant. Mais d'après les valeurs numériques envisagées précédemment, cela

ne sera pas suffisant. On compensera la capacité d'entrée par une capacité en parallèle sur R_1. Celle-ci existant déjà pour rattraper l'argument de m, aucun dispositif supplémentaire ne sera nécessaire. Seul se posera le problème pratique du réglage. Il s'effectuera globalement, nous le verrons par comparaison de $U_P - U_Q$ à U_2 grâce au fait que l'amplification de tension est égale à 1. L'introduction d'un transformateur dans un système bouclé, dont le gain en boucle ouverte voisin de 2 000 dans la bande considérée



-Fig. 7-

pose le problème de sa stabilité. L'expérience montre d'ailleurs que le système oscille spontanément. L'étude de la boucle fait intervenir la fonction de transfert du transformateur pour les fréquences hautes. La figure 8 montre le schéma équivalent de ce transformateur attaqué par un générateur de tension de résistance interne ρ faible (charge cathodique). La fonction de transfert $\frac{U_s}{V_e}$ peut être mise



-Fig. 8-

sensiblement sous la forme :

$$T_{(P)} \simeq \underbrace{\frac{n\,(l_p + r + \rho)}{\rho l (C_o+C)P^2 + \left[\rho r (C_o+C)+l\right]p + r + \rho}}_{T_1(P)} \times \underbrace{\frac{1}{n^2 (C_s+C) l P^2 + n^2 (C_s+C)(\rho+R)p + 1}}_{T_2(P)}$$

avec $l = l_1 + \frac{l_2}{n^2}$ $\quad r = r_1 + \frac{r_2}{n^2}$. Le terme prépondérant $T_2(P)$ correspond à la résonance de l'inductance de fuite l ramenée au primaire avec les capacités parasites. Cette résonance s'accompagne d'une rotation de phase voisine de π pour des fréquences de l'ordre de 80 KHz alors que le gain de boucle reste très élevé (1 000). Un réseau passif du premier ordre (R,C) est incapable de stabiliser un tel système, des solutions plus complexes seront envisagées.

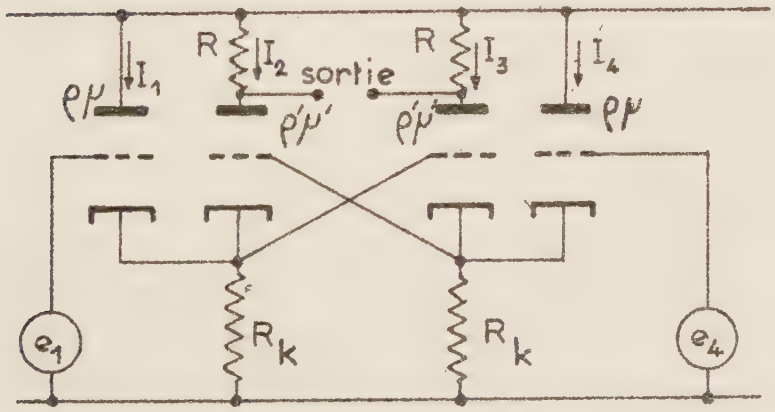
III-3.4. Conception de l'amplificateur d'asservissement.

L'amplificateur d'asservissement devra répondre à un certain nombre de caractéristiques :
Son amplification de tension à 400 Hz sera de l'ordre 4 000 au moins, il devra être peu sensible aux variations de tension d'alimentation, fidèle, posséder une capacité d'entrée faible, un bruit de fond réduit, sa consommation devra être la plus faible possible et il devra être stable en présence du transformateur qu'il alimente. Sa masse devra être flottante sans inconvénient, c'est-à-dire qu'il possèdera sa propre alimentation qui pour des raisons de simplicité ne sera pas stabilisée.

Cela nous a conduit aux solutions suivantes :

L'amplificateur sera entièrement symétrique, le premier étage sera en même temps symétrique et stabilisé, le dernier étage sera à anode commune pour attaquer le transformateur par une source de tension ; il sera sélectif. Les réseaux correcteurs de stabilité seront actifs et utiliseront la symétrie du montage.

III-3.4.1. Etage d'entrée autodéphaseur.



- Fig.9 -

L'entrée peut être symétrique ou asymétrique, les deux tensions d'entrée e_1 et e_4 donnent en sortie : $\pm \frac{A}{2}(e_1 - e_4)$. On montre que l'ensemble est équivalent à un tube de facteur d'amplification.

$k = \frac{\mu(2\mu' + 1)\, RK}{\rho + (\mu + 1)\, RK}$ et de résistance interne $R_i = \rho' + \frac{\rho(2\mu'+1)RK}{\rho+(\mu+1)RK}$

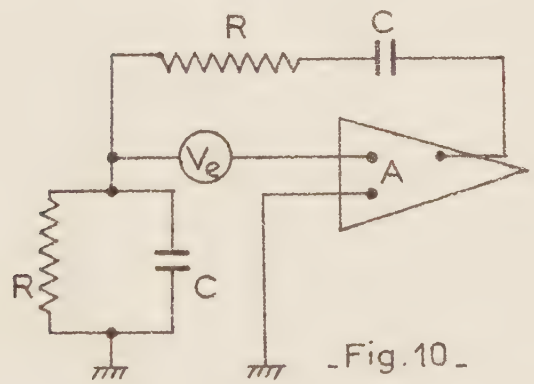
La dissymétrie du système, en supposant les composants parfaitement symétriques, est donnée par la relation :

$$\left| \frac{I_3 + I_2}{I_3 - I_2} \right| = \frac{(\rho' + R)\left[\rho + (\mu+1)RK\right] + \rho\, RK(2\mu' + 1)}{(\rho' + R)\left[\rho + (\mu+1)RK\right] + \rho\, RK(2\mu' + 1)} = \frac{\Delta I}{I}$$

Avec les valeurs adoptées on trouve $\frac{\Delta I}{I}$ de l'ordre du centième.

Ceci montre qu'un tel amplificateur différentiel, ne saurait être utilisé directement comme comparateur pour l'asservissement du transformateur étudié, rôle qui a été dévolu aux résistances de précision $R_1 R_2$, d'où la justification d'une masse flottante pour l'amplificateur d'erreur.

III-3.4.2. Le circuit sélectif.



-Fig.10-

Destiné à diminuer les composantes indésirables, ce circuit dont le schéma de principe est représenté figure 10 est un classique circuit de Wien. En posant $\omega_o = \frac{1}{RC}$ et $x = \frac{\omega}{\omega_o}$

Sa fonction de transfert est :

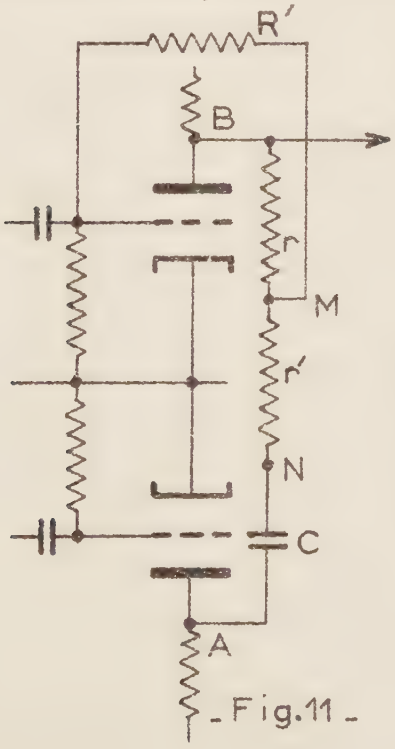
$W(j\omega) = A + \frac{A^2 jx}{1 - (3 - A)jx - x^2}$. Il faut que A soit inférieur à 3 pour ne pas avoir un oscillateur. Avec A = 2,5 l'amplificateur est encore très stable. Pour x = 1 |W| = 15, pour x = 2 premier harmonique |W| = 5, le premier harmonique est divisé par 3. Avec f_o = 400 Hz le gain pour l'harmonique 2 du secteur, 100 Hz vaut sensiblement 3. Il est divisé par 5.

On sait que la réaction négative est sans effet sur le rapport signal/bruit pour les signaux parasites nés dans l'étage d'entrée. Si A désigne le gain de la boucle, A' le gain entre le point où naît un signal perturbateur P et la sortie, le signal engendré pàr P à la sortie de l'amplificateur sera $P \frac{A'}{1 + A}$. Si A' est diminué pour toutes les fréquences sauf pour celle du signal principal, l'effet de la perturbation en sera diminué dans le même rapport, d'où l'intérêt de l'amplification sélective.

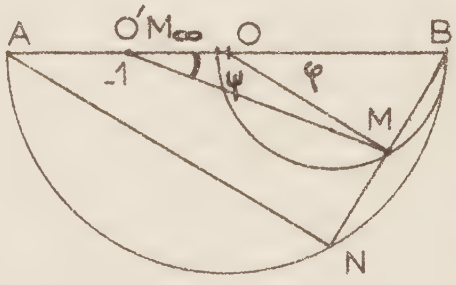
III-3.4.3. Réseau correcteur de stabilité.

Leur présence est justifiée par la nécessité d'éviter l'autooscillation.

La théorie de la stabilité des systèmes linéaires, montre que l'on peut obtenir ce résultat en provoquant une avance de phase dans le voisinage du point critique, c'est-à-dire pour des fréquences voisines de la fréquence de résonance en boucle ouverte. Le dispositif adopté comporte un étage amplificateur symétrique de gain a, munie d'une boucle de retour elle-même formée d'un pont déphaseur retard BMNA (fig. 11) et d'une contre réaction apériodique R'. La fonction de transfert du pont déphaseur peut être mise sous la forme $ae^{j\phi}$, le gain de



- Fig.11 -



- Fig.12 -

boucle $\beta a \alpha e^{j\phi}$ avec α et ϕ fonction de la fréquence.

Le lieu de transfert ($\frac{1}{2}$ cercle lieu de M) ne doit pas entourer le point critique. La figure 12 représente le diaphragme vectoriel de la fonction de transfert en boucle ouverte dans laquelle $OB = \beta a$, $\frac{OM}{OB} = \alpha$, $\frac{MN}{MB} = \frac{r'}{r}$.

Le gain en boucle fermée est $G = \frac{-a}{1 + \beta a \alpha e^{j\phi}} = \frac{-a}{1 + \overline{O.M}\, e^{j\phi}}$

Le déphasage Ψ amené par le correcteur est tel que $tg\Psi = \frac{OM \sin \phi}{1 + OM \cos \phi}$. Il est mis en évidence sur la figure. On s'est arrangé pour que le déphasage soit maximum (O'M tangent au cercle lieu de M) pour les fréquences de l'ordre de 70 KHz.

Une limitation du gain de boucle pour les fréquences élevées a été introduite par un système du 1er ordre : une seule constante de temps (capacité C intercathode du 1er étage).

Enfin les oscillations très basses fréquences ont été évitées par le choix de constantes de temps interétages très différentes afin de diminuer les déphasages provoqués par les liaisons résistance-capacité.

La nécessité de toutes ces précautions est mise en évidence par les courbes d'amplitude et de phase du système en boucle ouverte sans correction. Figure 13.

L'organisation d'ensemble d'un amplificateur répéteur est présentée dans la figure ci-contre. (14).

III-4. Les déphaseurs.

III-4.1. Le déphasage pur des tensions constitue certainement une des opérations qui a le plus influencé la conception d'ensemble du calculateur. Nous nous sommes efforcé de réaliser un déphaseur variable qui permette un affichage direct et linéaire des déphasages avec une précision

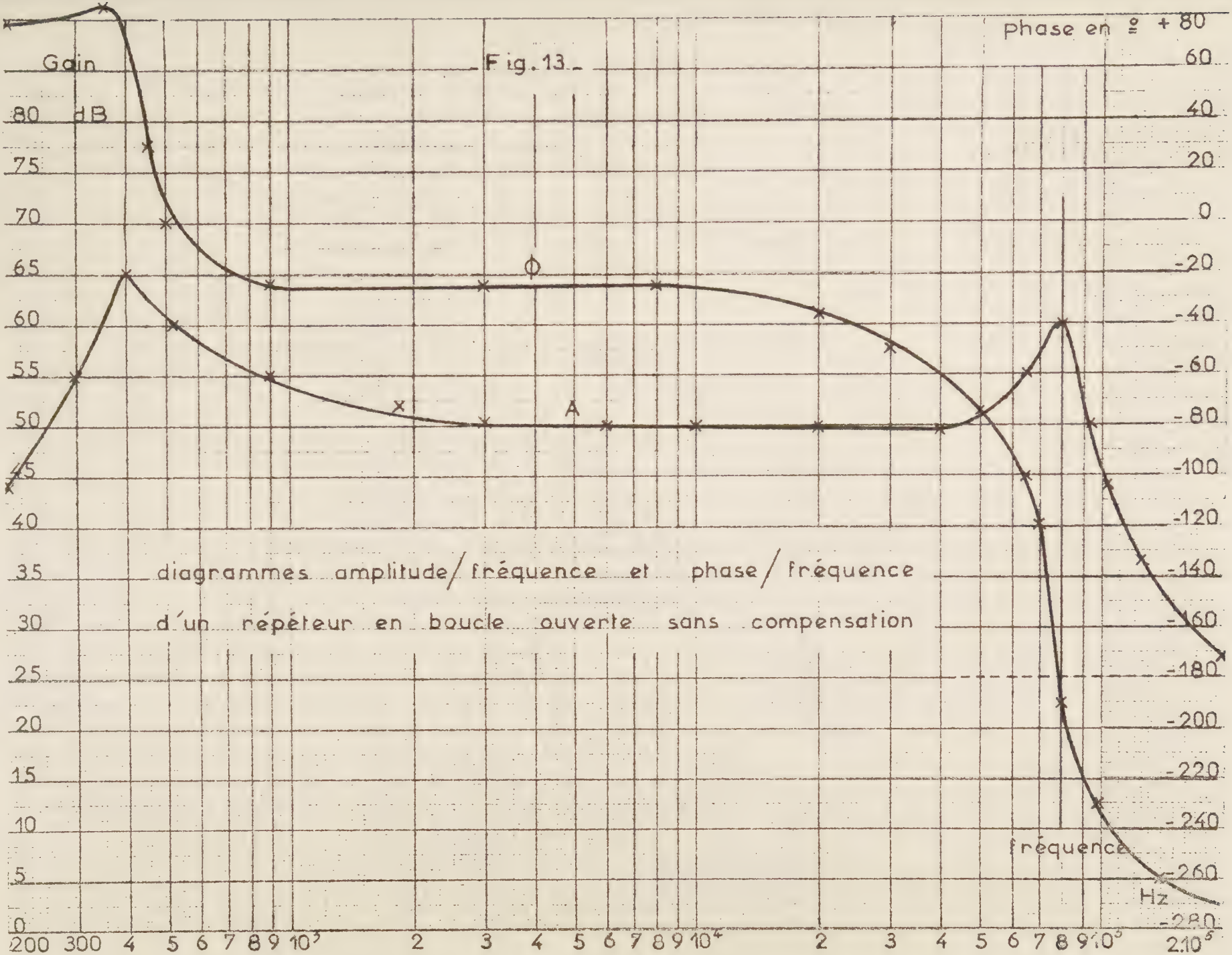
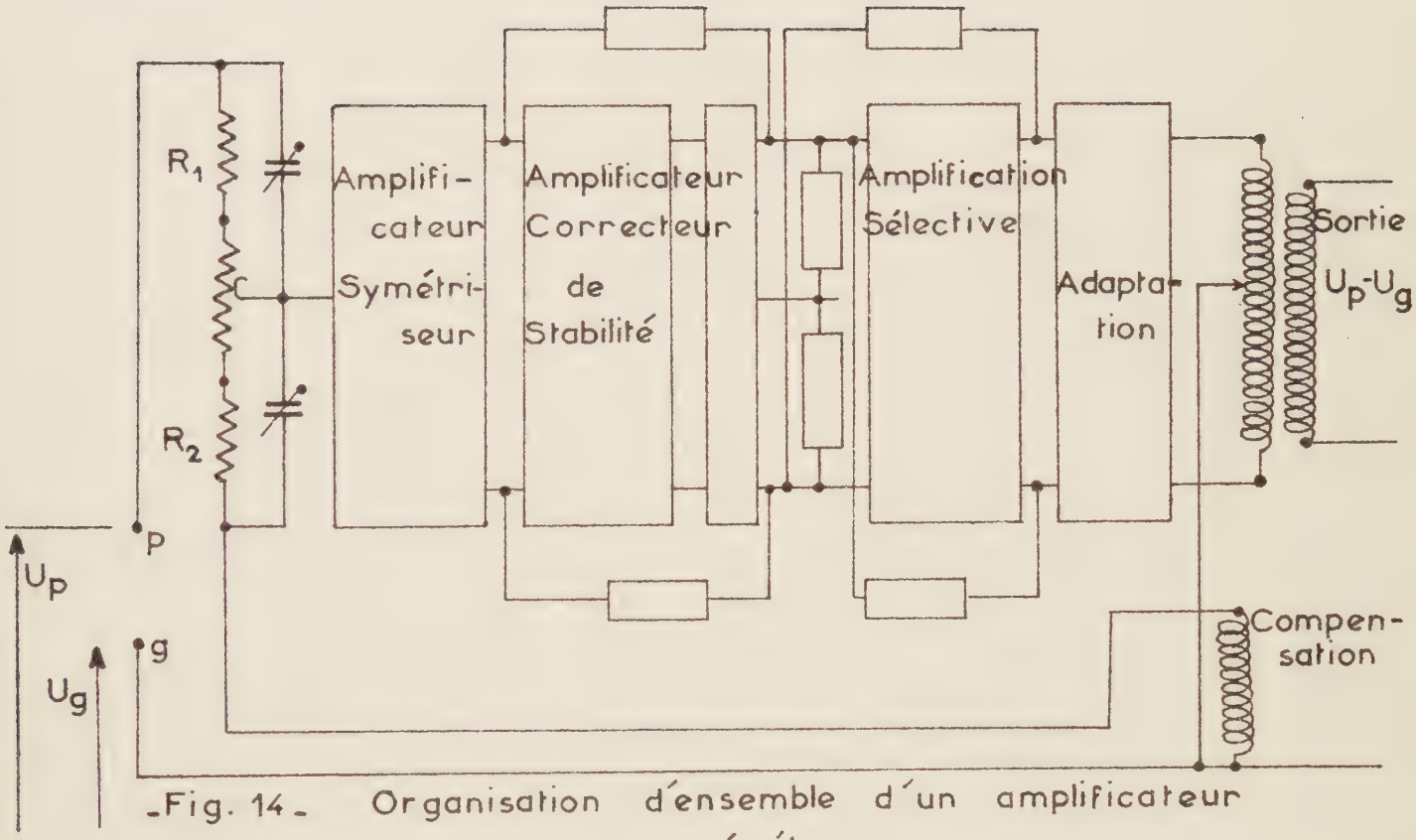


Fig. 13
Gain
dB
80
75
70
65
60
55
50
45
40
35
30
25
20
15
10
5
0
Phase en °
+ 80
60
40
20
0
-20
-40
-60
-80
-100
-120
-140
-160
-180
-200
-220
-240
-260
-280
Φ
A
fréquence
Hz
200 300 4 5 6 7 8 9 10³ 2 3 4 5 6 7 8 9 10⁴ 2 3 4 5 6 7 8 9 10⁵ 2.10⁵
diagrammes amplitude/fréquence et phase/fréquence
d'un répéteur en boucle ouverte sans compensation



-Fig. 14- Organisation d'ensemble d'un amplificateur répéteur

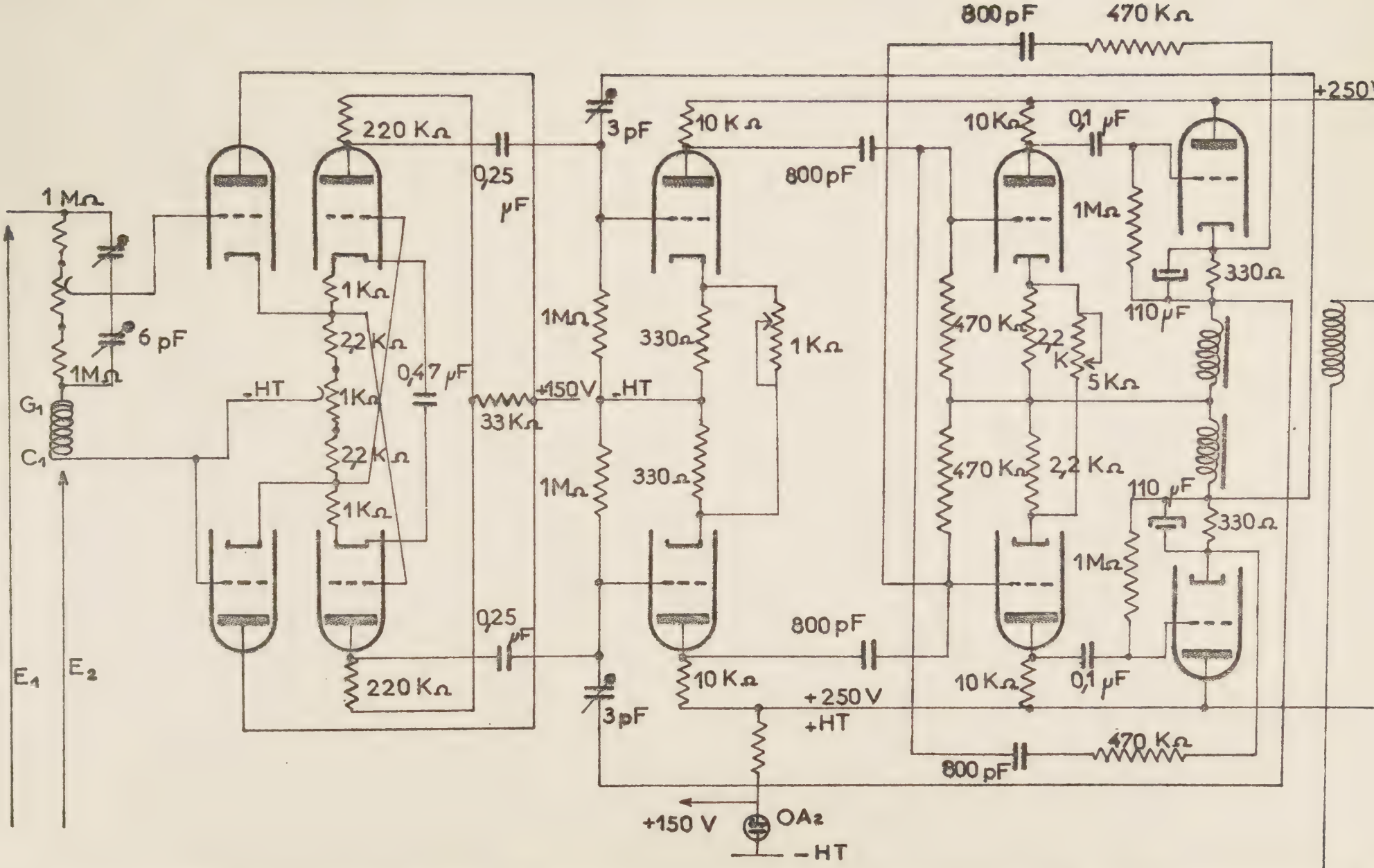


Fig. 15 SHÉMA D'ENSEMBLE D'UN RÉPÉTEUR

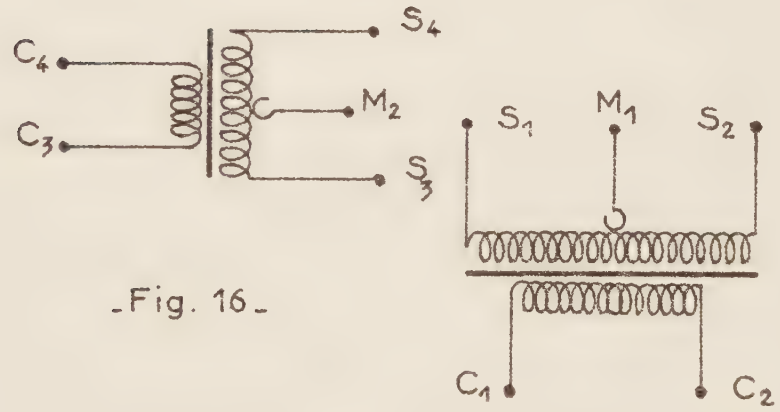
de l'ordre de 10^{-3} radian, en maintenant une amplitude constante à 10^{-3} près. Sachant de plus, que les déphasages envisagés sont proportionnels à la fréquence de l'onde optique, toute étude future d'empilement de couches minces en fonction de la fréquence, si on veut la rendre automatique, entraîne que le déphasage affiché puisse être asservi à une grandeur électrique. Ces considérations nous ont conduit à traduire le déphasage désiré par la position angulaire d'un arbre, laquelle position pourra être asservie facilement par des moyens classiques. La précision demandée et la forme de la grandeur à afficher nous ont amené à faire appel à une petite machine électromécanique "le transformateur de coordonnées ou resolver", machine habituellement utilisée pour transformer les coordonnées polaires en coordonnées cartésiennes ou réciproquement et dans certains servomécanismes. A cette machine nous avons adjoint un réseau à déphasage fixe 90°= et un amplificateur d'asservissement de l'amplitude.

III-4.2. Le resolver.

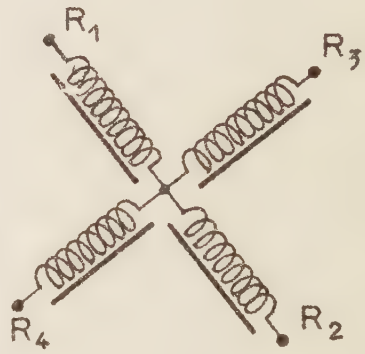
C'est un transformateur à couplage variable par rotation d'un rotor. Il se présente sous la forme d'un moteur dont les bobinages statorique et rotorique permettent d'obtenir une relation sinusoïdale entre la tension induite et la position angulaire du rotor. Le stator et le rotor portent deux bobinages dont les axes sont perpendiculaires. Le choix du matériau magnétique convenable (ferro-nickel à haute perméabilité) permet de s'affranchir à peu près de l'influence de l'amplitude des tensions sur le rapport de transformation, mais pour s'affranchir des variations de résistance du bobinage pouvant faire varier le rapport de transformation jusqu'à 1 %, il est nécessaire d'asservir celui-ci.

Si à partir d'une position de référence (zéro électrique) on définit la position angulaire θ du rotor par rapport à celle du stator, les amplitudes des tensions rotoriques induites $E_{R_1R_2}$, $E_{R_3R_4}$, sont données par les relations suivantes en fonction des tensions statoriques $U_{S_1S_2}$ et $U_{S_3S_4}$:

$$\left.\begin{aligned} E_{R_1R_2} &= K\ U_{S_1S_2} \sin\theta - K\ U_{S_3S_4} \cos\theta \\ E_{R_3R_4} &= K\ U_{S_1S_2} \cos\theta + K\ U_{S_3S_4} \sin\theta \end{aligned}\right]$$



-Fig. 16-

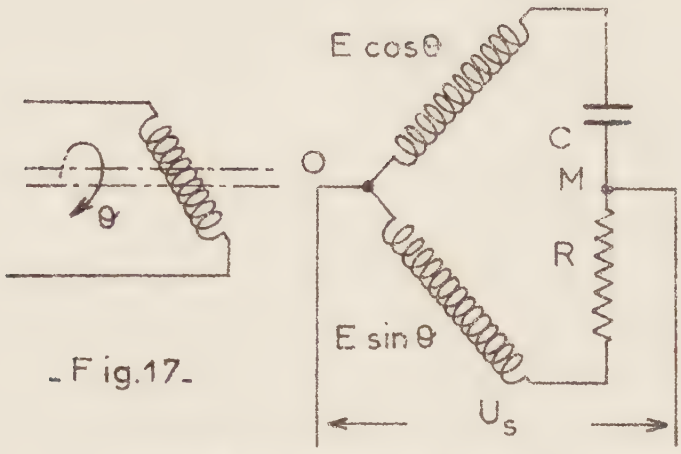


Ce sont ces tensions que nous utiliserons pour obtenir une tension déphasée de θ. C_1C_2, C_3C_4 sont les enroulements de compensation.

III-4.3. Principe du déphaseur.

Le resolver est alimenté par une tension monophasée sur un seul primaire, on obtient deux tensions secondaires E sin θ et E cos θ. En établissant un point commun entre les deux enroulements rotoriques et en chargeant le secondaire obtenu par un circuit RC série tel que RCω = 1 on obtient entre le point commun des secondaires et celui des éléments RC, une tension dont l'amplitude est constante et

dont la phase $(\theta - \frac{\pi}{4})$ peut varier de 0 à 360° par simple rotation de l'arbre. La précision d'un tel dispositif est liée à la similitude des rapports de transformation, à la quadrature des axes, à l'égalité des impédances interne et externe secondaires, à la précision de vérification de la relation $RC\omega = 1$.

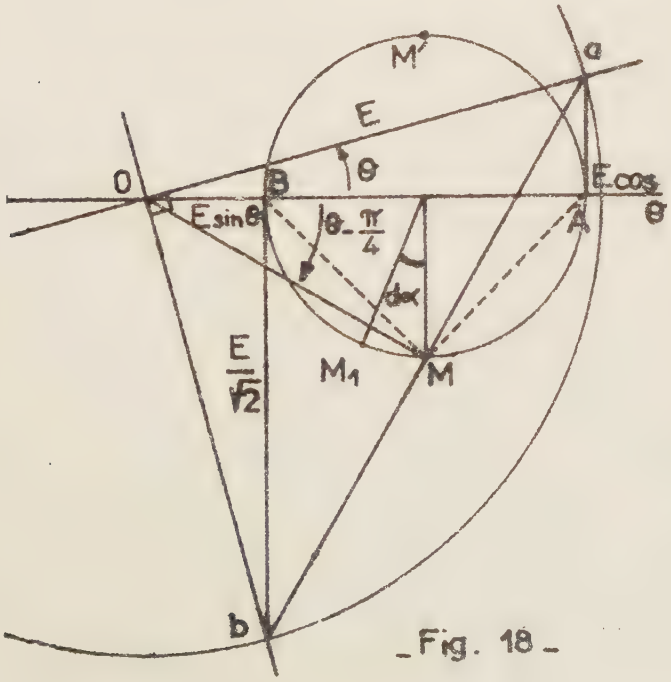


- Fig.17-

Nous étudierons donc l'influence de toutes les imperfections susceptibles de nuire à la précision exigée.

III-4.4. Les imperfections.

Des erreurs systématiques sont dues à la répartition non continue du bobinage et à l'ouverture des encoches pour le passage des fils. Le constructeur diminue les harmoniques d'espace qu'elles créent par des artifices appropriés (inclinaisons des encoches). Les erreurs non systématiques, mais liées au resolver doivent être appréciées : ce sont l'erreur fonctionnelle écart entre la tension induite et celle correspondant au sinus théorique de l'angle de rotation, l'erreur inter-axes ou de perpendicularité des bobinages, erreur sur le rapport de transformation, variation de celui-ci avec l'amplitude.



- Fig. 18 -

Dans les modèles utilisés les ordres de grandeur des imperfections sont les suivantes :
erreur fonctionnelle 0,5 ‰ , erreur inter-axes 0,5 mn, rapport de transformation à 1,5 ‰ de la valeur nominale et variant de 2 ‰ lorsque la tension varie de $\frac{U}{15}$ à 2,5 U.

Tension résiduelle au rotor pour 10 V induits maximum : 5 mV.

L'influence du non respect de la condition $RC\omega = 1$ peut être étudiée à partir de la figure (18) ci-contre qui rend compte en même temps du principe du déphaseur. On voit qu'à partir des deux tensions rotoriques $OB = E \sin \theta$ et $OA = E \cos \theta$ en phase on obtient OM d'amplitude $\frac{E}{\sqrt{2}}$ et de

et de phase $(\theta - \frac{\pi}{4})$. Si $RC\omega \neq 1$ la tension obtenue est OM_1 au lieu de OM, il est facile de vérifier que $\frac{\Delta OM}{OM} \leqslant \frac{d\alpha}{2}$

et que $\Delta\theta \leqslant \Delta\alpha$ mais $\Delta\alpha = \Delta (RC\omega)$.

On doit donc, si on désire obtenir 10^{-3} Rd, assurer la relation $RC\omega = 1$ à 10^{-3} près ; ceci nécessite, d'une part une bonne stabilité en fréquence qui nous a conduit à adopter le pilotage par quartz, d'autre part un choix convenable en ce qui concerne les qualités de la résistance R et du condensateur C, enfin la possibilité de contrôler expérimentalement la relation $RC\omega = 1$ avec la précision requise.

Avant d'aborder le choix de la nature des éléments R, C, nous devons déterminer l'ordre de grandeur de l'impédance de ces composants. Ceci nous est suggéré par deux sortes d'éléments : l'impédance de sortie du rotor (quelques dizaines d'ohms), l'impédance d'entrée de l'étage suivant, le déphaseur, qui constituera "la charge" de celui-ci. Soit $\mathcal{R}_0 = 1$ MΩ cette charge, l'application du théorème de Thevenin donne un déphasage supplémentaire

constant sensiblement égal à $\frac{R}{2\mathcal{R}}$; avec R = 20 000 Ω on obtient 10^{-2} Rd, qui peuvent être annulés par un déplacement convenable de l'origine.

Une résistance R de 20 000 ohms représente sensiblement 1 000 fois l'impédance de sortie du resolver, nous l'avons choisie à couche métallisée. Pour le condensateur d'une valeur voisine de 20 000 pF, nous avions le choix entre le mica et le polystyrène.

Les valeurs suivantes du coefficient de température de l'angle de perte, et du facteur de stabilité :

	Mica	polystyrène
coeff température	$2\ 10^{-5}$	10^{-4}
angle de perte	$10\ 10^{-4}$	$< 5\ 10^{-4}$
stabilité	0,03 %	$\leqslant$ 0,3 %

nous ont fait adopter le mica sous réserve d'une étude de l'influence de l'angle de perte.

En se plaçant dans les plus mauvaises conditions ($\theta = 0$) on trouve en fonction de l'angle de perte δ, une erreur sur le déphasage $d\theta \leqslant \frac{\sqrt{2}}{2} . \delta$ et une variation relative d'amplitude $\frac{\Delta OM}{OM} \leqslant \frac{\delta}{\sqrt{2}}$. Un angle de perte 10^{-3} est donc acceptable.

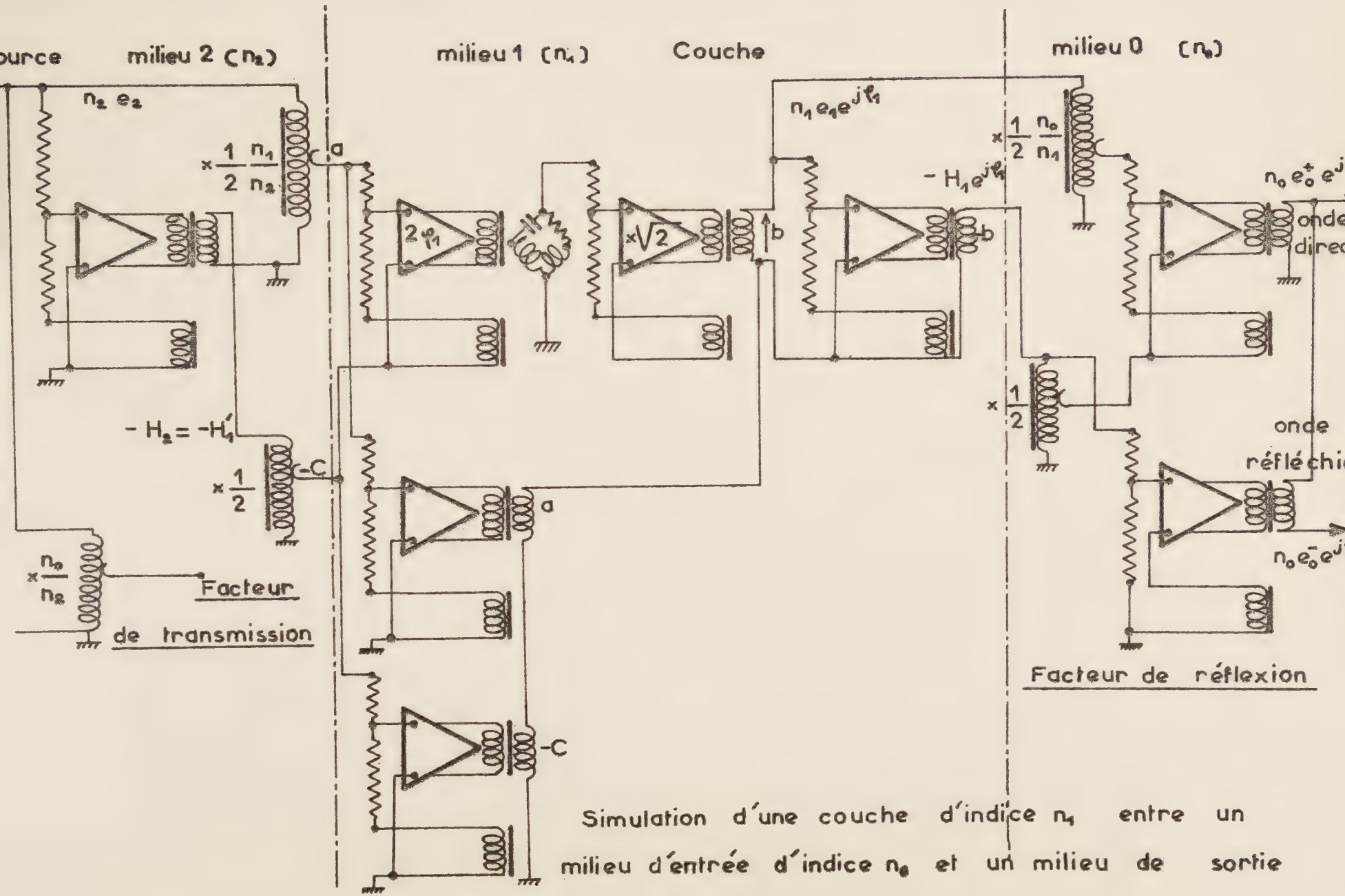
En conclusion, la perfection obtenue dans la construction des resolver, un choix convenable du circuit RC permettrait d'approcher la précision désirée, sauf en ce qui concerne un point : la variation du rapport de transformation provoquée par les variations de résistance des bobinages lorsque la température varie. Nous sommes donc amené à asservir l'appareil, on dit encore le compenser. C'est encore cette solution que nous avons adoptée pour la mise au point des répéteurs. Elle se présente exactement sous

le même aspect pour le déphaseur. Le resolver joue le même rôle que le transformateur, l'enroulement C_1C_2 joue le rôle de E. Nous pouvons en attendre d'une part un remède au défaut cité, d'autre part une réduction des variations du rapport de transformation en fonction de l'amplitude, une réduction du bruit de fond. On sait que le procédé consiste à asservir la force contre-électromotrice du bobinage inducteur à la tension d'entrée à l'aide d'un enroulement auxiliaire de contre-réaction. Ce procédé annule l'influence des résistances, mais pas celle des inductances de fuite, lesquelles sont très différentes entre primaire et enroulement de compensation d'une part, et primaire et secondaire d'autre part. Mais celles-ci influencent peu heureusement les déphasages et les rapports de transformation.

Nous ne reviendrons pas sur la constitution de l'asservissement et des problèmes qu'il pose, ceux-ci étant les mêmes que ceux posés par l'asservissement des répéteurs.

III-5. Ensemble simulant une couche diélectrique.

Le schéma constitutif d'une couche placée entre deux milieux d'épaisseur infinie est donné ci-dessus. Le fait de grouper les répéteurs et le déphaseur conformément au tableau du § 2-4 a entraîné, d'une part une altération de la précision qui sera étudié au chapitre mise au point, d'autre part l'apparition des phénomènes parasites sous forme d'une légère oscillation 10 KHz. Le déphaseur étant à masse flottante, la capacité parasite de celle-ci par rapport à la masse générale résonne en série avec l'enroulement de compensation le tout étant très atténué par la résistance d'entrée de l'amplificateur mais très amplifié par celui-ci. Un circuit bouchon pour la fréquence porteuse mais très fortement capacitif pour la fréquence d'oscillation a éliminé ce phénomène.



Simulation d'une couche d'indice n_1 entre un milieu d'entrée d'indice n_0 et un milieu de sortie d'indice n_2

Fig. 19

III-6. Les servitudes.

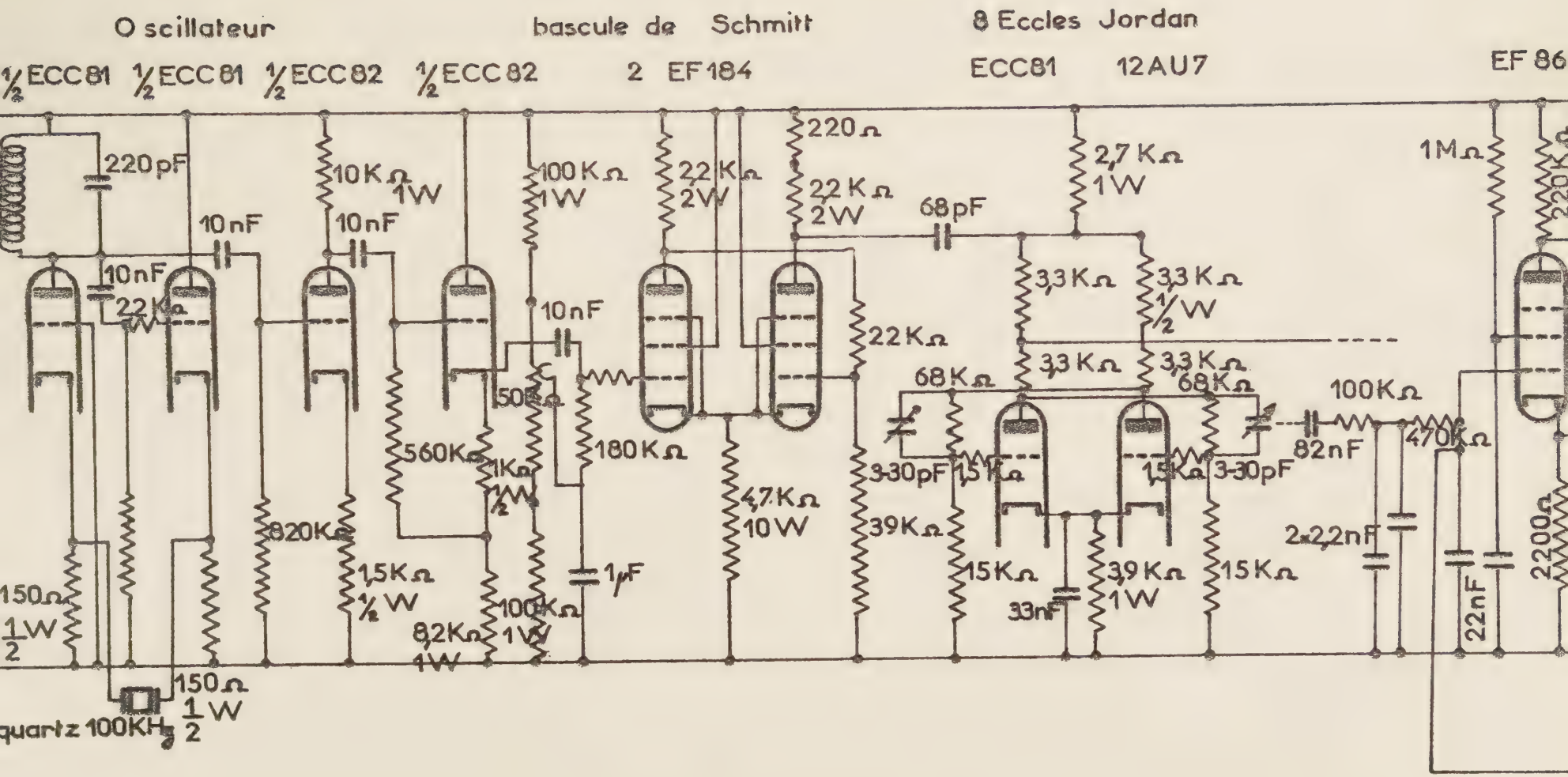
Nous désignons ainsi tout ce qui, dans le calculateur, ne représente pas une couche. Il y a d'abord le générateur de la grandeur de calcul (tension sinusoïdale basse fréquence) simulant le champ électrique réduit de l'onde de sortie, le dispositif d'asservissement du module de l'onde incidente, des dispositifs indicateurs permettant de s'assurer qu'en aucun point de l'appareil, l'amplitude de la grandeur manipulée ne dépasse une valeur susceptible d'entraîner une diminution de la précision, l'appareil de lecture des facteurs de réflexion et de transmission.

De plus, le groupement d'un nombre de couches assez important, augmente l'importance des signaux parasites, un dispositif éliminateur respectant le signal de calcul à la précision demandée a été adjoint.

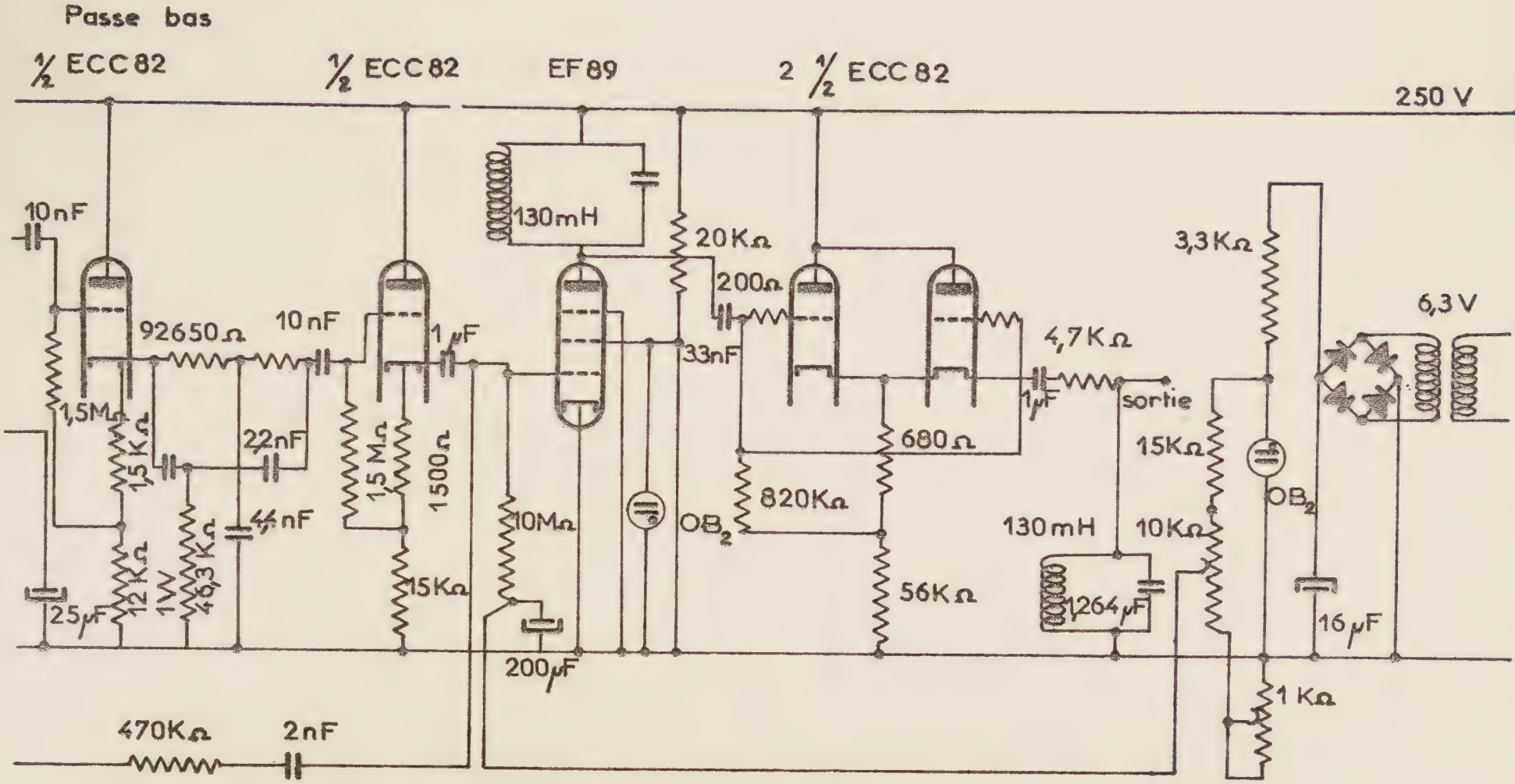
III-6.1. Le générateur.

Le générateur possède les propriétés suivantes : la fréquence délivrée est voisine de 400 Hz elle est stable à 10^{-5} près, elle est sinusoïdale et variable de 0 à 15 V, elle peut être commandée à l'aide d'une tension continue auxiliaire dans le but d'asservir le module de l'onde réfléchie.

L'appareil comprend : un oscillateur à quartz en enveloppe sous vide 100 KHz utilisant la résonance série du quartz afin d'accroître la stabilité, une bascule de Schmitt rapide pour obtenir des signaux carrés 100 KHz, une série de huit Eccles-Jordan divisant la fréquence par $2^8 = 256$, un filtre passe bas actif pour ne conserver que le signal harmonique fondamental, un amplificateur atténuateur à gain variable commandé par une tension continue élaborée parallèlement, des filtres passifs éliminateurs d'harmoniques, une alimentation stabilisée pour l'ensemble. L'oscillation délivrée, mélangée à celle d'un étalon de fréquence de



-Fig. 20- Shéma du générateur


Passe bas
½ ECC 82
½ ECC 82
EF 89
2 ½ ECC 82
250 V
10 nF
92650 Ω
10 nF
1 µF
130 mH
20 KΩ
200 Ω
33 nF
4,7 KΩ
1 µF
sortie
3,3 KΩ
6,3 V
1,5 MΩ
1,5 KΩ
22 nF
1,5 MΩ
1500 Ω
680 Ω
15 KΩ
820 KΩ
OB2
OB2
10 MΩ
130 mH
10 KΩ
12 KΩ
1 W
46,3 KΩ
4,4 nF
15 KΩ
56 KΩ
1264 µF
16 µF
25 µF
200 µF
1 KΩ
470 KΩ
2 nF

- Fig. 20 -

stabilité 10^{-5}, puis comparée à la fréquence d'un générateur T B F par la méthode de l'ellipse a montré, au bout d'une journée, une dérive ne dépassant pas 10^{-5}.

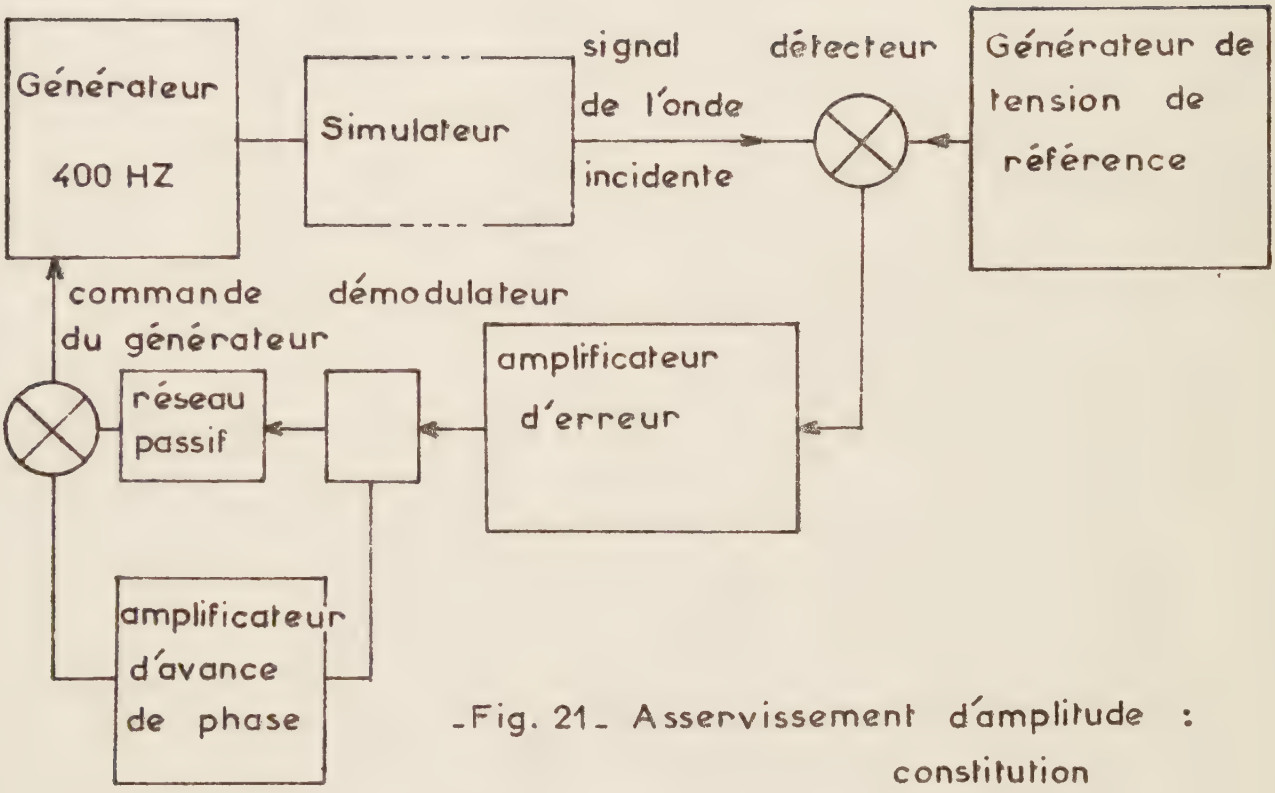
III-6.2. Asservissement du module du champ électrique de l'onde incidente :

Principe : La tension alternative à asservir est "détectée" puis comparée à un signal continu de référence ; la différence convenablement amplifiée agit comme tension de commande du générateur. La difficulté la plus importante provient du fait que la boucle de cet asservissement contient tout le simulateur, c'est-à-dire quelque chose d'extrêmement variable suivant le nombre de couches en étude. Il en résulte que la stabilisation du système a dû être particulièrement soignée.

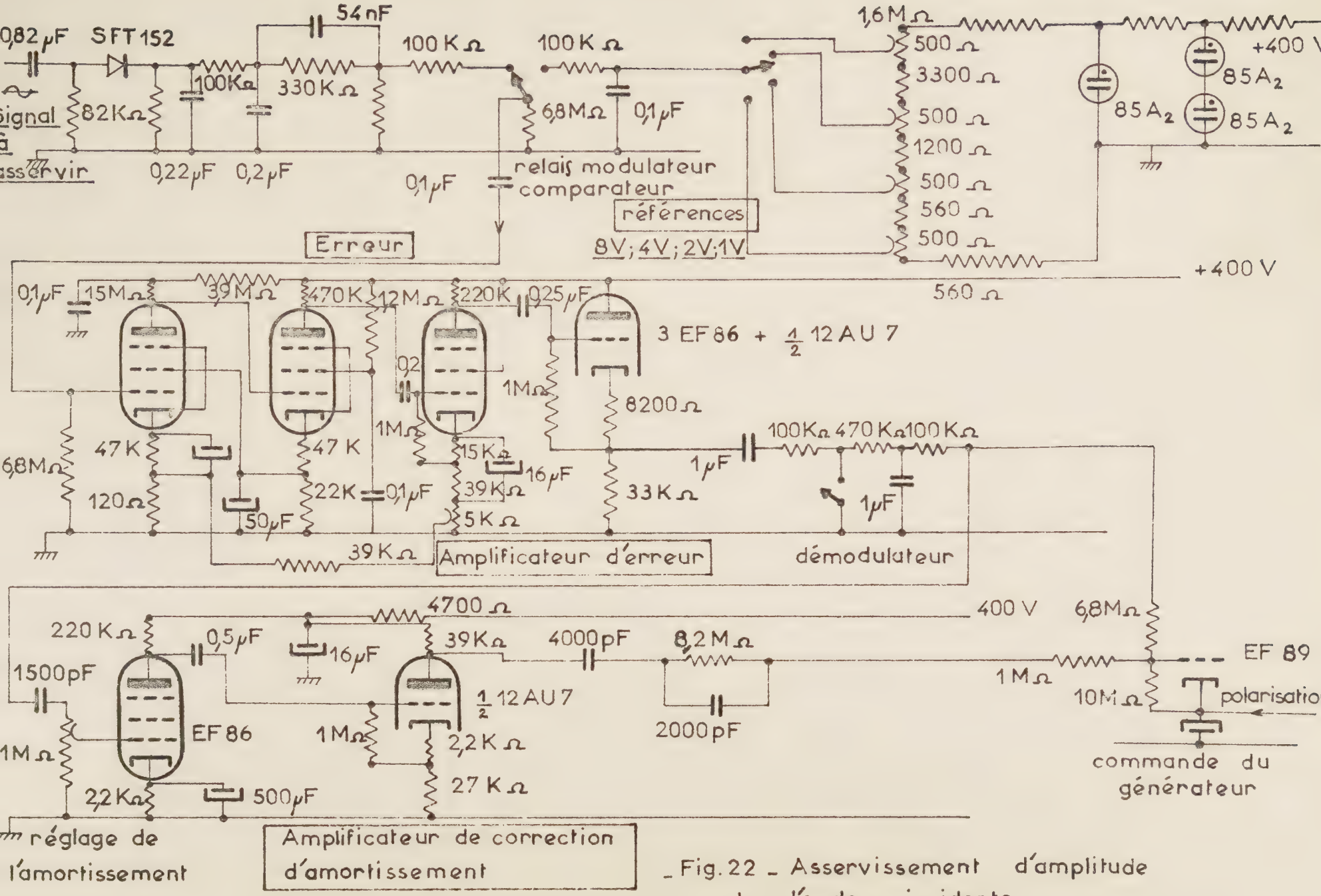
Constitution : L'appareil comprend : un générateur de tension de référence continue stabilisée, un détecteur. Le dispositif comparateur est un relais modulateur : il sert, à la fois, à fournir le signal d'erreur et à le moduler afin d'amplifier seulement en régime alternatif.

Un autre vibreur démodule le signal d'erreur, des réseaux passifs d'avance de phase sont introduits après démodulation. Une chaîne de correction parallèle comporte un réseau différentiateur suivi d'un amplificateur. En commandant le gain de cet amplificateur on règle l'amortissement de l'asservissement.

Lorsque le facteur de réflexion varie dans un rapport 100, l'amplitude du signal asservi reste constant de 0,5 à 1 % près.



-Fig. 21- Asservissement d'amplitude : constitution



_ Fig. 22 _ Asservissement d'amplitude de l'onde incidente

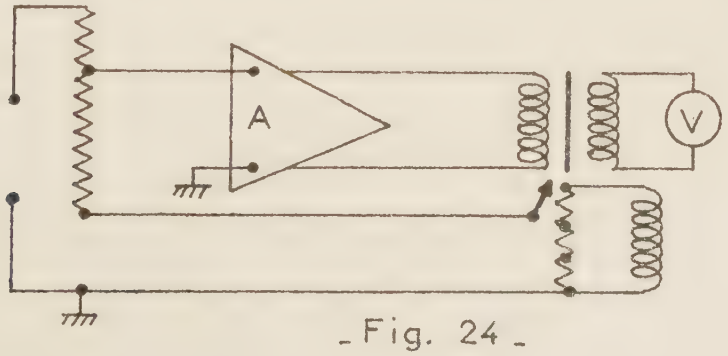
III-6.3. Les détecteurs de saturations.

Ces petits appareils se sont révélés très utiles dans le calculateur en fonctionnement.

Il est important qu'en aucun point de la chaîne de calcul, les tensions représentant les grandeurs simulées, ne dépassent des valeurs qui altéreraient la précision du calcul. La sortie de chaque répéteur a donc été munie d'une bascule à seuil ajustable qui allume un tube à néon miniature dès que l'amplitude du signal alternatif dépasse le seuil choisi. En cas de dépassement, il suffit de diminuer le signal continu de référence asservissant l'amplitude de l'onde directe.

III-6.4. Appareil de lecture des amplitudes.

Il est apparu souhaitable que la mesure des tensions alternatives de sortie se fasse avec une précision inférieure à 1 %, 0,5 % si possible. Les appareils magnétoélectriques classiques à redresseur ne donnent pas cette précision, les voltmètres électroniques non plus. Les voltmètres électrodynamiques, consomment beaucoup. Nous avons fait appel à un voltmètres ferromagnétique de précision 0,5 % à 400 Hz, mais sa consommation étant beaucoup trop élevée (4,5 W) nous avons utilisé un adapteur d'impédance de précision. Pour cela nous avons fait appel à la technique utilisée dans la fabrication des répéteurs. Pour obtenir différents calibres, l'enroulement de compensation a été muni d'un atténuateur à résistances stables. De sorte que l'on obtient un voltmètre électronique d'impédance d'entrée 1 MΩ dont la précision est pratiquement celle de l'appareil de mesure utilisé (0,5 %).



- Fig. 24 -

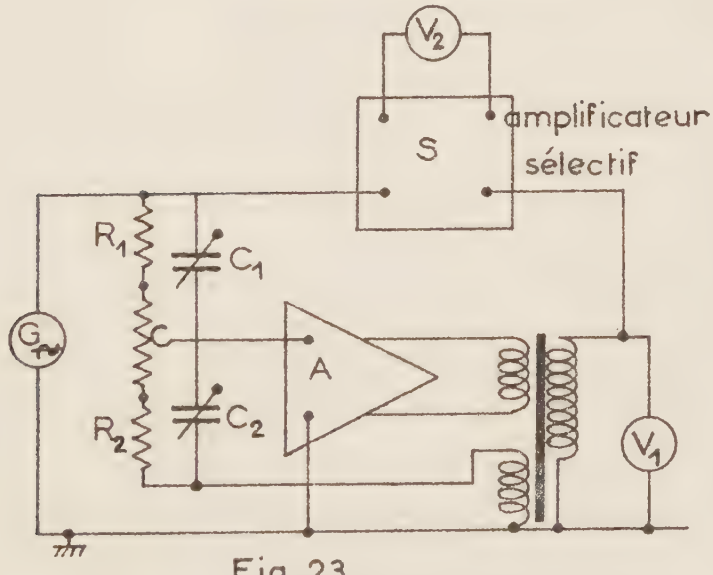
III-6.5. Appareil de lecture des phases.

Cet appareil est une réalisation commerciale permettant de mesurer les déphasages avec une précision de ± 1 degré pour des tensions comprises entre 50 mV et 10 V. Il est un peu sensible aux harmoniques éventuels, ce qui dans notre cas, n'est pas génant sauf pour les très faibles valeurs du signal (bruit). Une constante de temps variable y remédie partiellement.

IV- CONTROLE DES ORGANES. PRECISION OBTENUE.

Les techniques de mesure employées pour la mise au point et la vérification des performances des éléments constitutifs du simulateur, justifient en grande partie non seulement les solutions technologiques mais même et surtout le choix du principe de calcul adopté. Pour comparer des tensions alternatives avec une précision de 10^{-3}, les méthodes d'opposition sont les mieux adaptées, les plus précises. C'est pourquoi nous nous sommes efforcé de n'introduire que des amplifications de gain unité. Pour le reste, la précision est liée à de petites machines électrotechniques, (autotransformateur, resolver) donnant grâce à leur construction très soignée, les performances désirées.

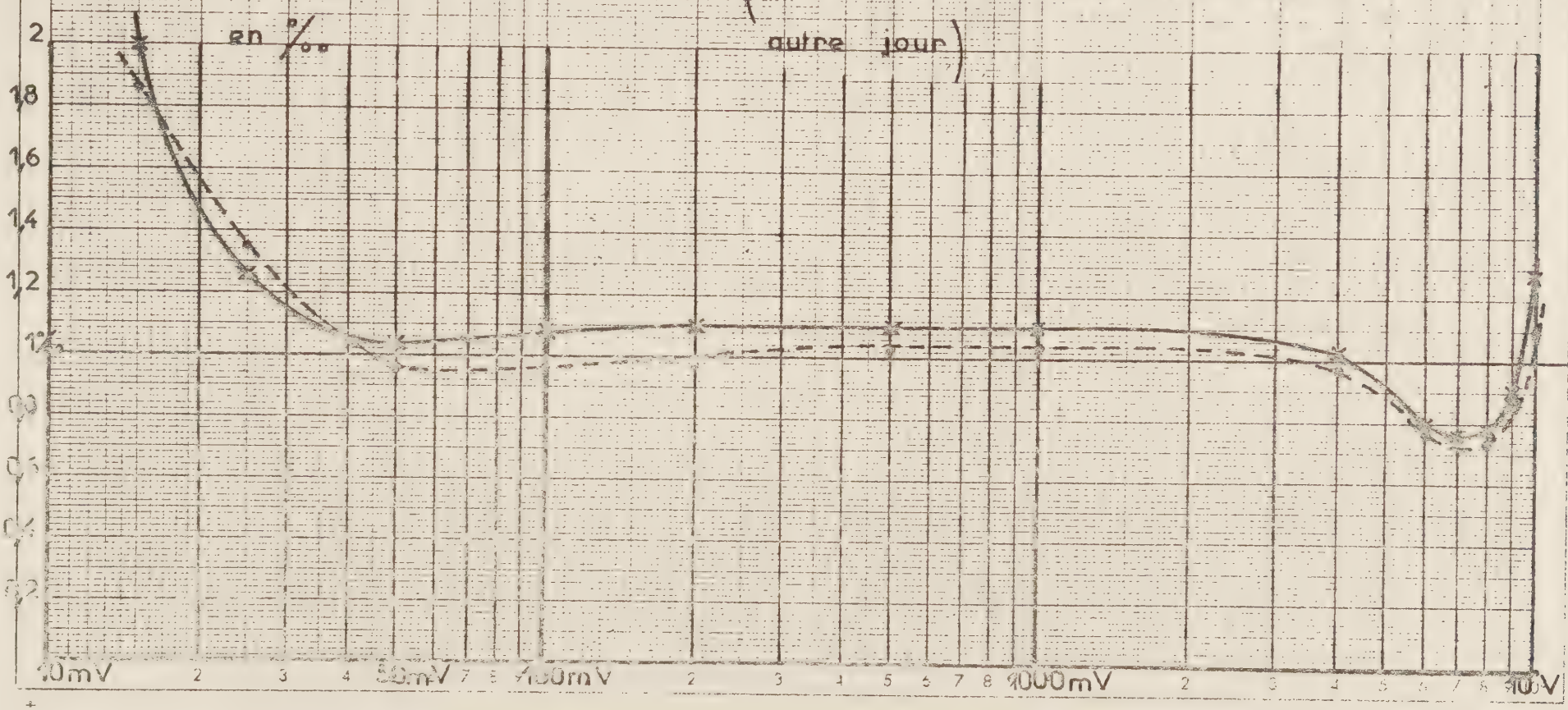
IV-1. Mesures sur les répéteurs.



-Fig.23-

Après réglage de l'amplificateur A en boucle ouverte puis en boucle fermée (amortissement), le réglage du répéteur au gain 1 se fait suivant le schéma 23. L'amplificateur sélectif S et le voltmètre électronique V2 servent à la mesure de l'erreur. L'égalité des tensions d'entrée et de sortie en module et en argument s'effectue en réglant le rapport $\frac{R_1}{R_2}$ et les capacités C_1 et C_2.

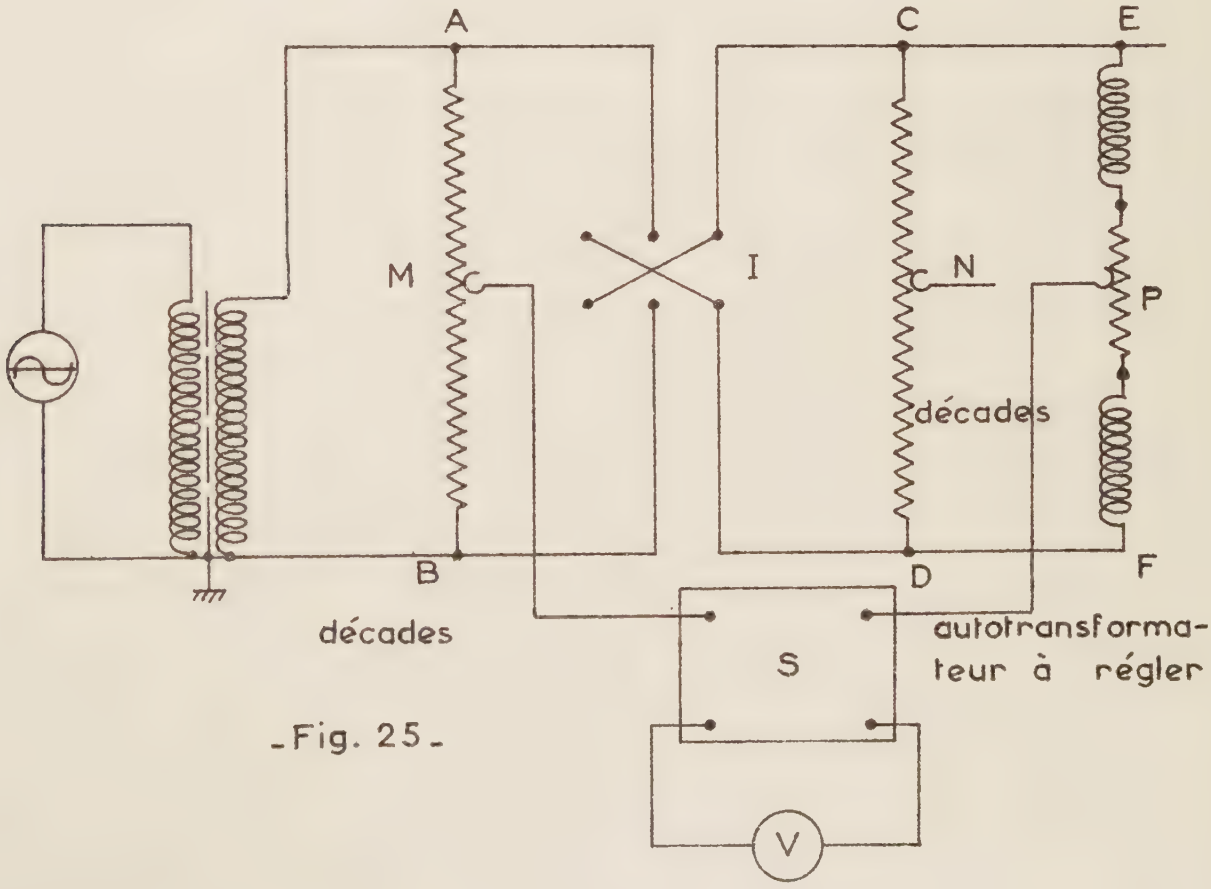
-Fig. 24- erreur relative du répéteur en fonction de la tension appliquée entre 10 mV et 10 V (en pointillés, mesures effectuées un autre jour)



Performances obtenues :
La précision des répéteurs a été étudiée, d'une part en fonction de l'amplitude du signal d'entrée, elle se maintient au voisinage de 10^{-3} entre 15 mV et 10 mV, d'autre part en fonction de la tension d'alimentation la précision n'a pas été sensiblement altérée pour des variations de ± 10 % de la tension du secteur.

IV-2. Mesures sur les autotransformateurs de rapport 1/2.

Chaque couche nécessite une multiplication par le facteur 0,5. S'il a été peu parlé de cette opération, c'est qu'elle peut être réalisée et vérifiée avec une très bonne précision et des moyens simples. L'appareil de base est un transformateur symétrique monté en autotransformateur EF, après introduction en son milieu d'un petit potentiomètre ajustable (P).



-Fig. 25-

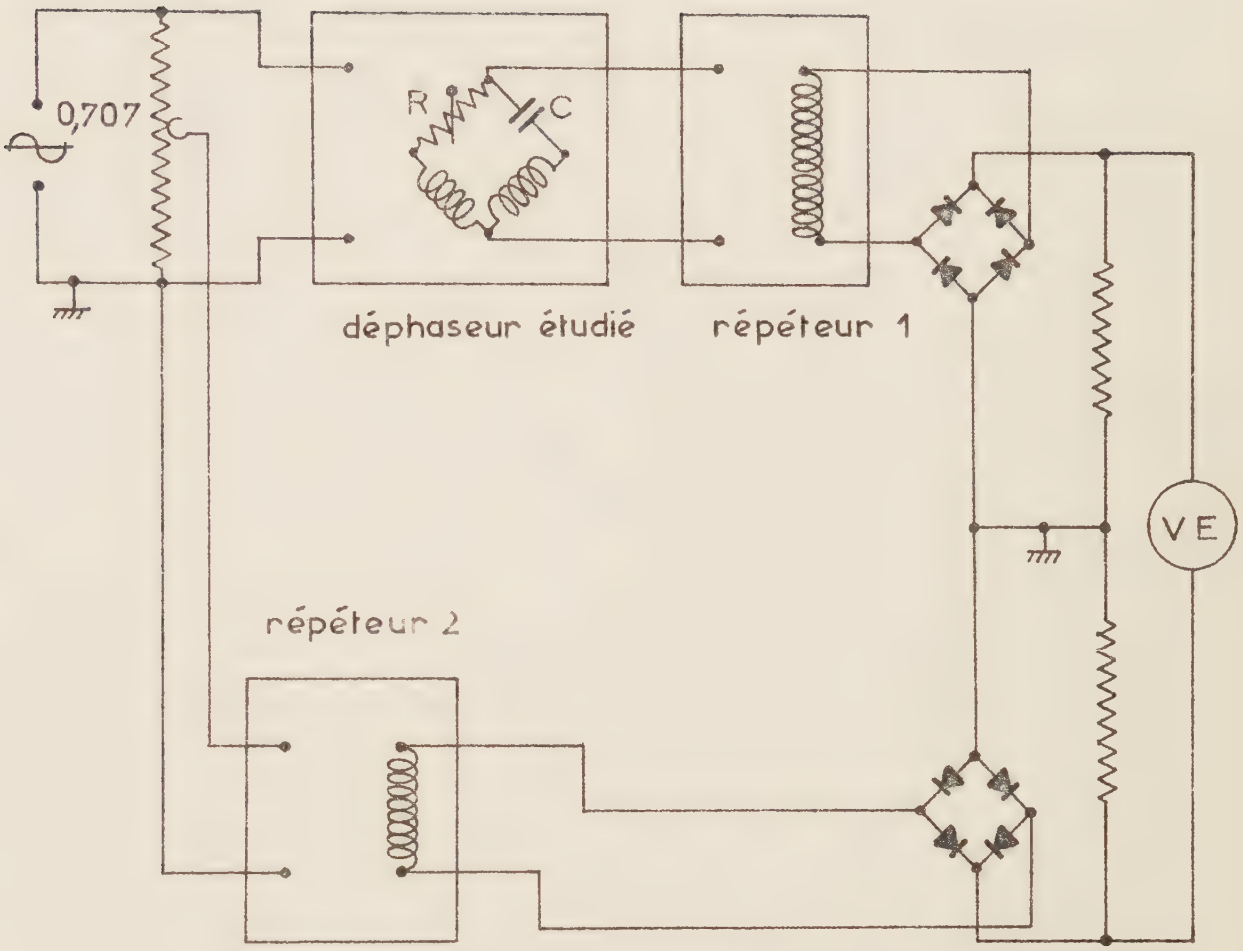
Dans une première opération on cherche simultanément les points milieu M, N de 2 chaînes de résistances AB et CD. Un microvoltmètre sélectif est placé entre M et N. par tâtonnement dirigé et grâce à l'inverseur I on cherche à diminuer au maximum la différence de potentiel entre M N. On peut ainsi trouver les milieux à quelques 10^{-5} près. La même technique employée pour une des chaîne de résistance et l'autotransformateur permet le réglage au mieux de celui-ci. Bien entendu ce réglage a été effectué, l'autotransformateur étant incorporé dans l'ensemble d'une couche, (masse flottante du déphaseur en P). La précision est de l'ordre de quelques 10^{-4}.

IV-3. Mesures sur les déphaseurs.

Par rapport aux répéteurs, les déphaseurs comportent un paramètre de plus, la position angulaire du rotor et un circuit extérieur supplémentaire RC tel que $RC\omega = 1$.

Le resolver asservi est d'abord réglé comme un répéteur, le rotor étant placé de telle façon que la tension induite soit nulle dans un de ses enroulements.

On obtient ainsi une précision de l'ordre de 10^{-3}. Pour vérifier la relation $RC\omega = 1$ nous agissons sur la résistance R pour avoir, quelle que soit la position du rotor, une amplitude aussi constante que possible. Mais étant donnée la précision désirée (10^{-3}), un appareil à lecture directe n'est pas utilisable. Comme il s'agit d'amplitude, il faut redresser le signal alternatif et opérer par une méthode différentielle. Il faut de plus être en mesure d'évaluer la précision du comparateur d'amplitude ainsi obtenu. Toutes ces opérations sont résumées dans le schéma 26.



-Fig. 26-

On compare l'amplitude de la tension de sortie du déphaseur à une fraction de la tension de la source (voisine de $\frac{\sqrt{2}}{2}$). Les répéteurs 1 et 2 servent d'adaptateurs d'impédance. Les tensions de sortie, sont mises en opposition ; la lecture s'effectue au voltmètre électronique continu. En faisant varier de 1 % l'atténuateur d'entrée on étalonne le dispositif. On peut ainsi régler la résistance R du circuit RC pour que l'amplitude ne varie pas de plus de $\pm$ 0,5 % lorsque le rotor tourne de 360°.

IV-4. Mesures effectuées sur des ensembles d'éléments et sur une couche simulée.

Les mesures précédentes ont été effectuées sur les éléments de base séparés. La mise en place de ces éléments pour constituer une couche altère la précision de l'ensemble, car les répéteurs débitent sur l'entrée de la lame suivante constituée par les deux autotransformateurs. Le premier, servant à l'affichage des indices a une impédance d'entrée quelques centaines de fois supérieure à l'impédance de sortie correspondante de la couche. Toutes les mesures sont effectuées par mise en opposition des tensions d'entrée et de sortie, le déphaseur étant réglé à 0 ou π. En application du théorème de superposition, la tension est appliquée successivement à l'entrée de chacun des répéteurs. La mise en opposition de la tension à la sortie de la couche et de la tension à l'entrée d'un répéteur, permet le réglage du répéteur considéré en présence de l'ensemble.

A l'aide de ce procédé, nous avons obtenu une égalité des tensions d'entrée et de sortie à mieux de 2 ‰ près pour des tensions variant 100 mV à 10 V quelles que soient les entrées choisies. On peut donc attendre, pour une couche, une précision de l'ordre quelques millièmes.

V- UTILISATIONS DU SIMULATEUR ET RESULTATS.

Dans l'état actuel, l'appareil permet la simulation de sept couches. Diverses utilisations ont été envisagées. Les premiers calculs ont eu pour but, seulement, de vérifier le bon fonctionnement et la précision de la machine. Ils sont relatifs à des combinaisons de couches arbitraires se prêtant à des vérifications relativement simples par le calcul : couches anti-reflets, miroirs à couches $\lambda/4$, évolution du facteur de réflexion d'un ensemble de couches pendant l'évaporation de la dernière.

Puis, afin d'en éprouver la facilité d'emploi, l'appareil a servi à la recherche de nouvelles combinaisons répondant à un problème donné : miroir achromatique à sept couches, miroir 50/50 à large bande.

Enfin ses possibilités se sont trouvées élargies par l'application à l'étude des absorptions faibles et des incidences obliques.

V-1. Utilisation à des calculs permettant un contrôle du simulateur.

V-1.1. Nous avons étudié une couche anti-reflet constituée par des milieux d'indices $n_o = 1$, $n_1 = \sqrt{2}$, $n_2 = 2$. La tension correspondant à l'onde directe a été asservie à la valeur 4 V. La tension correspondant à l'onde réfléchie a été trouvée égale à 11 mV, le bruit de fond mesurant sensiblement 7 mV. Dans un exemple aussi simple, il a été commode de calculer les valeurs des tensions en chacun des points du simulateur et de vérifier à la fois les formules théoriques et le bon fonctionnement de la machine. De plus, cette étude montre que la tension de 11 mV, correspondant à l'onde réfléchie, résulte de la mise en opposition interne de deux tensions

de 4 V. Nous pouvons donc considérer ce test comme sévère. Une étude du facteur de réflexion en module et en phase à longueur d'onde variable a été effectuée, les résultats figurés dans le plan complexe (cercle) sont indiqués, figure 27, elle comporte en outre une étude du bilan énergétique $r^2 + \frac{n}{n_o} t^2$ qui s'est révélé constant à

$+ 5\ 10^{-3}$ près.

Dans ce résultat figurent les incertitudes sur l'onde directe (asservie), sur l'onde réfléchie, sur l'onde transmise, ces incertitudes étant en grande partie celles de l'appareil de mesure lui-même.

V-1.2. Un adapteur d'impédance théorique à double couche $\lambda/4$ (dispositif anti-reflet à plus large bande) d'indices $n_o = 4$, $n_1 = 2\sqrt{2}$, $n_2 = \sqrt{2}$, $n = 1$ a été étudié, la tension relative à l'onde réfléchie (25 mV) est sensiblement égale au bruit de fond (20 mV), le bilan énergétique est constant à moins de 1 % près lors d'une exploration à fréquence variable. Le tableau 5 présente les résultats avec les facteurs de réflexion mesurés et calculés.

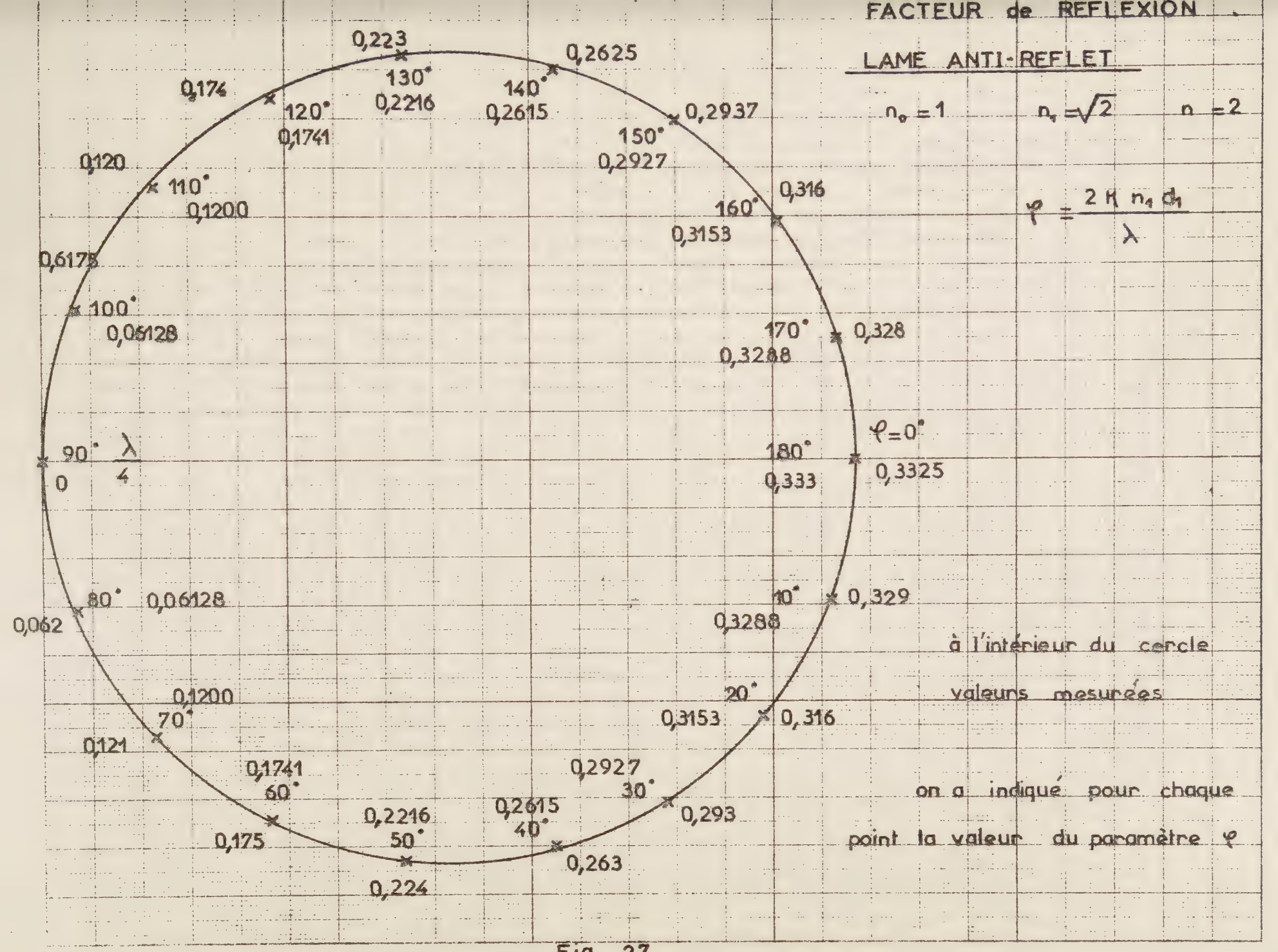

FACTEUR de REFLEXION
LAME ANTI-REFLET
$n_0 = 1$ $n_1 = \sqrt{2}$ $n = 2$
$\varphi = \frac{2\pi n_1 d_1}{\lambda}$
0,223
130°
0,2216
0,2625
140°
0,2615
0,2937
150°
0,2927
0,316
160°
0,3153
0,328
170°
0,3288
$\varphi = 0°$
180°
0,333
0,3325
10°
0,3288
0,329
20°
0,3153
0,316
30°
0,2927
0,293
0,2615
40°
0,263
0,2216
50°
0,224
0,1741
60°
0,175
0,1200
70°
0,121
0,06128
80°
0,062
0,1200
110°
0,120
0,1741
120°
0,174
0,06128
100°
0,0615
90°
0
$\frac{\lambda}{4}$
à l'intérieur du cercle
valeurs mesurées
on a indiqué pour chaque
point la valeur du paramètre φ

Fig. 27

DOUBLE LAME QUART D'ONDE ANTI-REFLET

2ϕ	r calculé	r mesuré	ε %	ε % sur $n_o r^2 + n t^2$
0°	0,600	0,5595	- 0,1 %	0,5
20	0,5884	0,592	0,7 %	0,28
40	0,5522	0,552	- 0,2 %	0,39
60	0,4903	0,4925	0,5 %	0,58
80	0,3986	0,4009	0,6 %	0,44
100	0,2960	0,2957	- 0,1 %	0,89
120	0,1843	0,1831	- 0,7 %	0,85
140	0,0874	0,0865	- 1 %	0,75
160	0,0226	0,0226	0	0,53
180	0	0,0025		0,047
200	0,0226	0,0232	2,5 %	0,45
220	0,0874	0,0875	0,1 %	0,42
240	0,1843	0,1844	< 0,1 %	0,66
260	0,2960	0,2957	- 0,1 %	0,94
280	0,3986	0,4004	0,2 %	0,67
300	0,4903	0,4920	0,4 %	0,77
320	0,5522	0,5525	< 0,1 %	0,66
340	0,5884	0,5875	0,2 %	0,58

TABLEAU 5

Un travail analogue a été entrepris pour un ensemble de six couches d'indices $n_o = 2$, $n_1 = 2\sqrt{2}$, $n_2 = \sqrt{2}$, $2\sqrt{2}$, $\sqrt{2}$, $2\sqrt{2}$, $\sqrt{2}$ $n = 2$. Les facteurs de réflexion mesurés et calculés figurent au tableau 6. Le bilan est constant à 2,5 % près.

ENSEMBLE 6 COUCHES

2ϕ	r calculé	r mesuré	ε % relatif	t mesuré	$r^2 + t^2$ mesuré	ε % relatif
0°	0	810^{-3}		1	1,...	$<10^{-3}$
20	0,0559	0,0554	- 1 %	0,99	0,98	- 2 %
40	0,1022	0,0987	- 3,5 %	0,985	0,98	- 2 %
60	0,1166	0,117	0,4 %	0,988	0,978	- 2 %
80	0,2906	0,2875	- 1 %	0,956	0,996	0,4 %
100	0,2511	0,25	0,4 %	0,98	1,02	2 %
120	0,448	0,455	2 %	0,905	1,025	2,5 %
140	0,887	0,890	0,5 %	0,466	1,006	0,6 %
160		0,96		0,286	1,003	0,3 %
180		0,966		0,245	0,993	- 0,7 %
200		0,955		0,283	0,992	- 0,8 %
220	0,887	0,885	0,3 %	0,457	0,992	- 0,8 %
240	0,448	0,454	2 %	0,885	0,992	- 0,8 %
260	0,251	0,247	- 1,5 %	0,97	0,989	- 1 %
280	0,2906	0,290	0	0,967	1,013	+ 1,3 %
300	0,1166	0,1185	2 %	1,012	1,025	2,5 %
320	0,1022	0,100	2 %	1,006	1,02	2 %
340	0,0559	0,055	2 %	1,005	1,011	1 %

TABLEAU 6

Enfin, pour apprécier le fonctionnement d'ensemble du simulateur et de ses sept couches, nous avons étudié la variation du module et de l'argument des facteurs de réflexion et de transmission en fonction de l'épaisseur de la septième couche (côté air) d'un miroir constitué d'un empilement de couches λ/4 sulfure de zinc /cryolithe.

Les résultats représentés dans le plan complexe, figure 28 forment un cercle presque parfait.

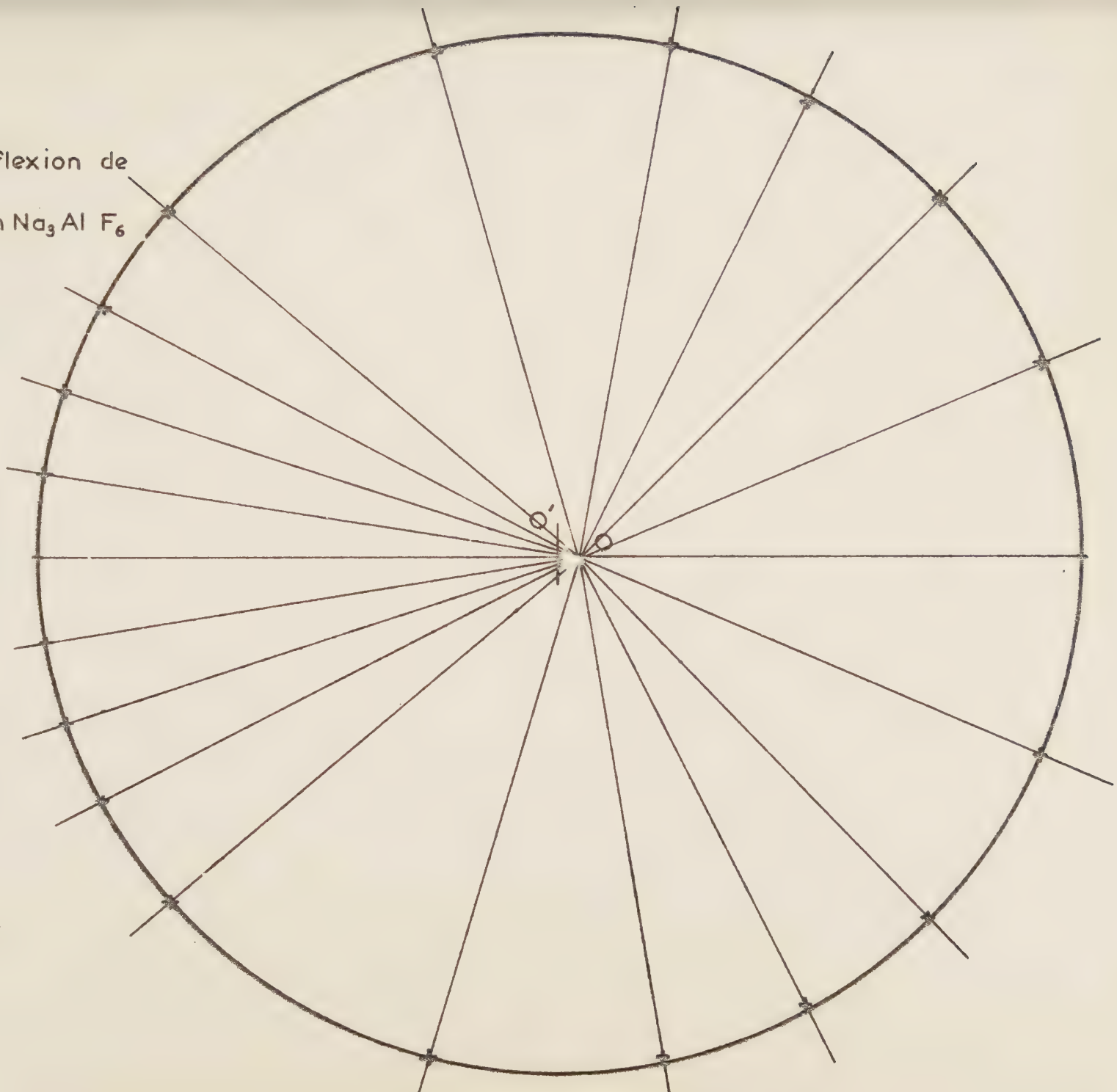
Le bilan énergétique en fonction du déphasage $2\phi = \frac{4\pi nd}{\lambda}$ de la couche en formation varie entre 0,997 et 1,015. Il est donné dans le tableau 7.

2ϕ	$r^2 + 1{,}5\ t^2$
0	1,01
20	1
40	1,01
60	1,003
80	1,005
100	1,003
120	0,995
140	0,999
160	0,997
180	0,997
200	0,997
220	0,999
240	0,999
260	1,003
280	1,005
300	1,01
320	1,013
340	1,015

TABLEAU 7

- Fig. 28 -

facteur de réflexion de 7 couches $\frac{\lambda}{4}$ $SZnNa_3AlF_6$ (pendant l'élaboration de la 7ème)



1 cm = 10 %

V-2. Recherche d'un miroir à sept couches achromatique.

Cette recherche a eu pour but de répondre a un besoin exprimé par CH. DUFOUR (7) concernant l'obtention d'un étalon interférentiel couvrant tout le spectre visible. Pour obtenir des anneaux de finesse 10, il serait souhaitable de disposer de miroirs de facteur de réflexion R de l'ordre de 0,73. En réalisant volontairement des couches inégales, CH. DUFOUR avait obtenu une largeur de bande de 4 000 Å à 5 300 Å avec R > 0,7.

Une étude systématique, à l'aide du simulateur, comportant l'essai de dizaines de combinaisons a pu être faite en quelques jours bien que toutes les commandes soient manuelles. Elle a porté sur un ensemble de sept couches Sulfure de zinc/cryolithe sur verre. La longueur d'onde centrale autour de laquelle on désire faire fonctionner le miroir peut être choisie arbitrairement. On peut prendre comme variable l'un des déphasages (ils sont proportionnels à la fréquence de l'onde) nous avons choisi :

$2\phi_3 = \frac{4\pi d_3}{\lambda}$ de l'une des couches (ici la troisième).

Nous sommes parti de sept couches d'épaisseurs égales et nous avons étudié l'influence des variations d'épaisseur sur la forme de la courbe à fréquence d'onde variable. Cela nous a conduit à étudier des combinaisons de couches à variation progressive des épaisseurs. Nous avons essayé des progressions arithmétiques puis géométriques croissantes et décroissantes. Pour ce genre de travail assez long, l'automatisation de la machine pourrait rendre le plus grand service en faisant apparaître immédiatement la forme de la courbe du facteur de réflexion en fonction de la fréquence.

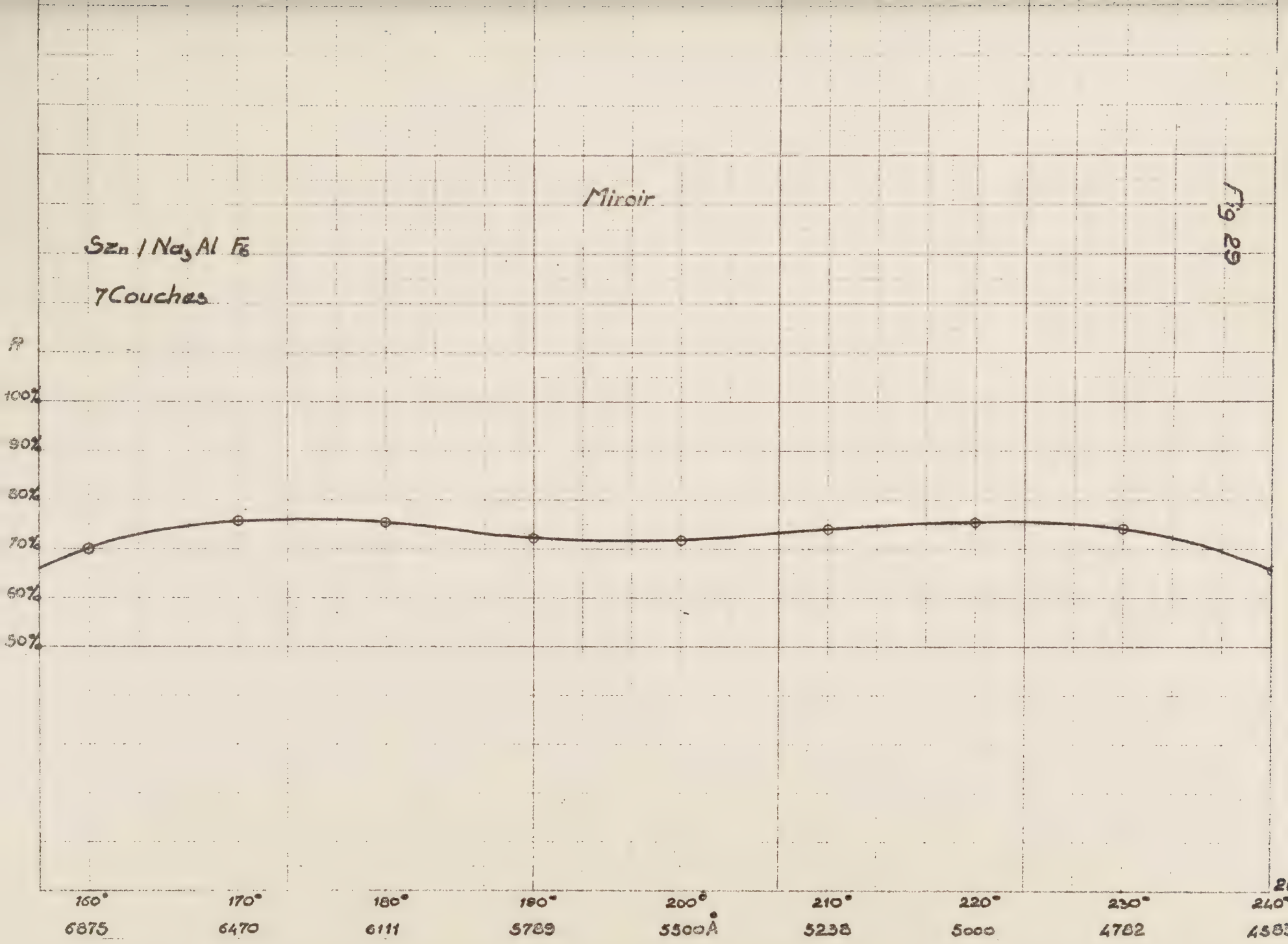
Le résultat retenu comporte sept couches d'épaisseurs décroissantes à partir du verre et dont les rapports des épaisseurs successives sont :

Miroir

Fig 29

Szn / $Na_3 Al F_6$

7 Couches



1,14 ; 1,15 ; 1,16 ; 1,17 ; 1,18 ; 1,19.

La courbe en fonction de $2\phi_4$ est donnée figure 29 avec une correspondance possible en longueur d'onde.

V-3. Miroir 50/50 en incidence normale et en incidence oblique.

A partir des matériaux SZn et Na_3 Al F_6 dont la technologie est bien au point, en ce qui concerne la fabrication de miroirs, nous avons cherché à constituer un miroir 50/50 aussi achromatique que possible dans le visible. Après divers essais, le choix s'est fixé sur une combinaison à cinq couches d'épaisseurs décroissantes du verre à l'air, les rapports d'épaisseurs de couches successives étant 1,53 ; 1,44 ; 1,28 ; 1,10.

Le facteur de réflexion est 50 % dans une bande allant sensiblement de 4 000 à 7 000 Å avec des variations de ± 5 %.

Le comportement de cet ensemble de couches en incidence oblique a été étudié de 0 à 45°. Les diverses couches donnant le facteur de réflexion pour la vibration parallèle et la vibration perpendiculaire, ainsi que le facteur de réflexion moyen sont précisées figures 35-38. On peut constater que les facteurs de réflexion pour les polarisations principales évoluent en sens contraire mais que le miroir conserve, en lumière naturelle, ses propriétés.

V-4. Etude des absorptions faibles.

L'introduction des absorptions dans le simulateur était possible : le remplacement d'indices réels par des indices complexes se serait traduit par des atténuations et des déphasages au niveau des affichages d'indice et des épaisseurs. Cela aurait entraîné une complication importante et des difficultés de contrôle supplémentaires.

Il est apparu cependant, que, tel qu'il était conçu, l'appareil pouvait être utilisé pour le calcul des faibles

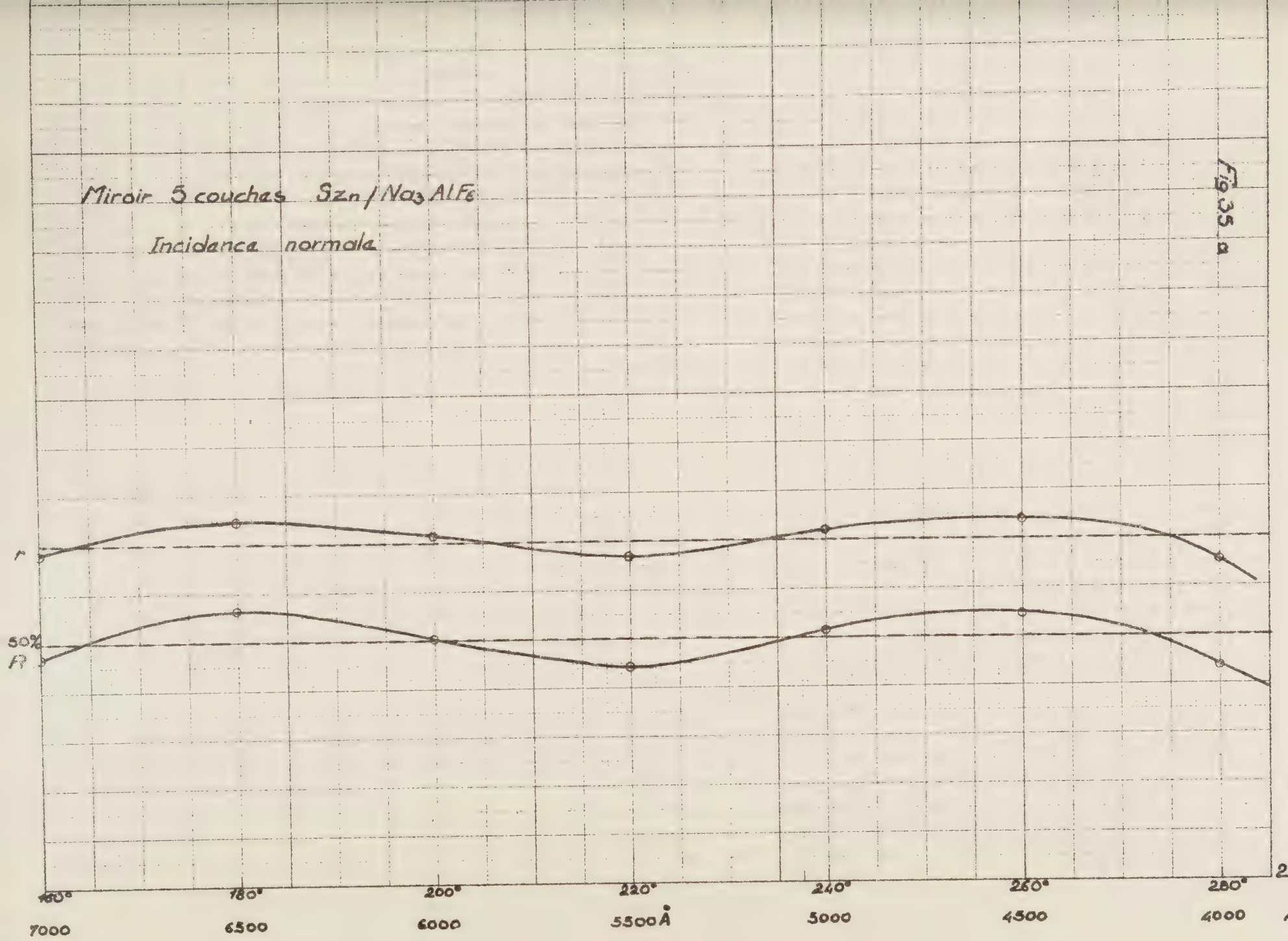
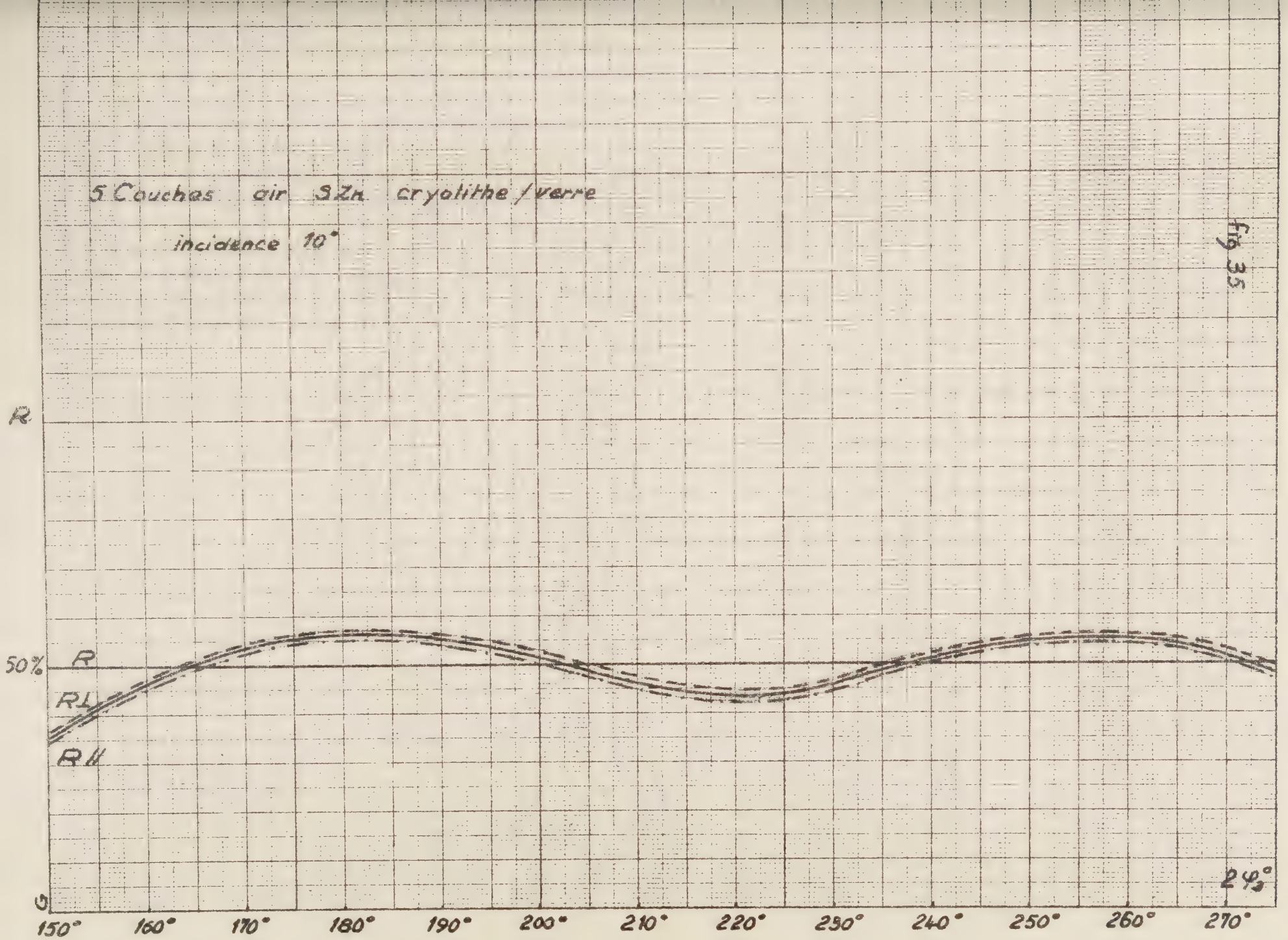

Miroir 5 couches Szn / Na3 AlF6
Incidance normale
r
50%
R
160°
180°
200°
220°
240°
260°
280°
7000
6500
6000
5500 Å
5000
4500
4000

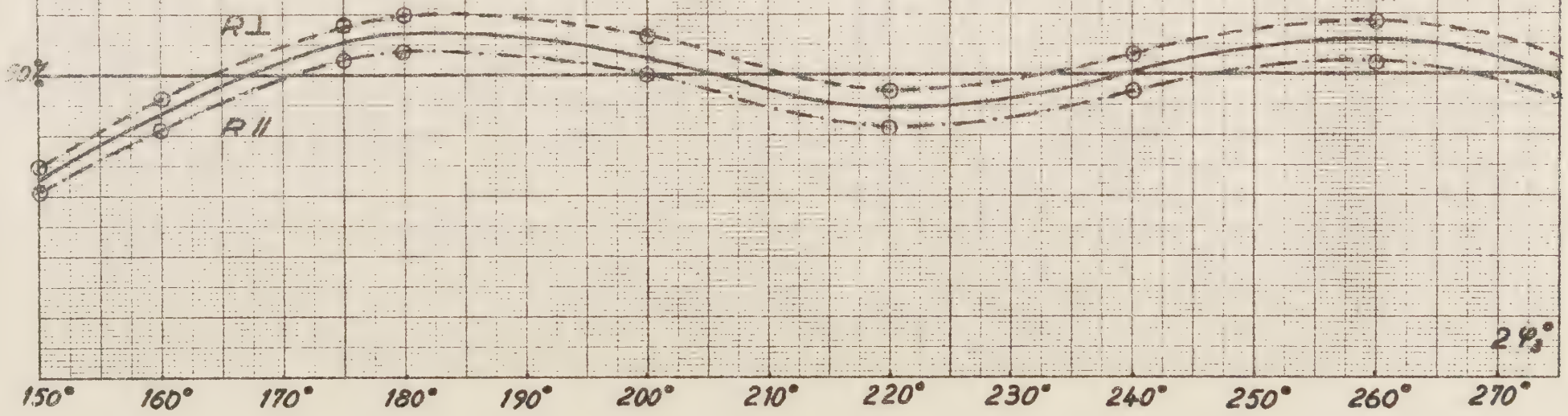
Fig 35 a


5 Couches air SZn cryolithe / verre
incidence 10°
fig 35
R
50%
R
R⊥
R//
G
150°
160°
170°
180°
190°
200°
210°
220°
230°
240°
250°
260°
270°
24°

5 Couches air / 5 Zn cryolithe / verre

incidence 20°

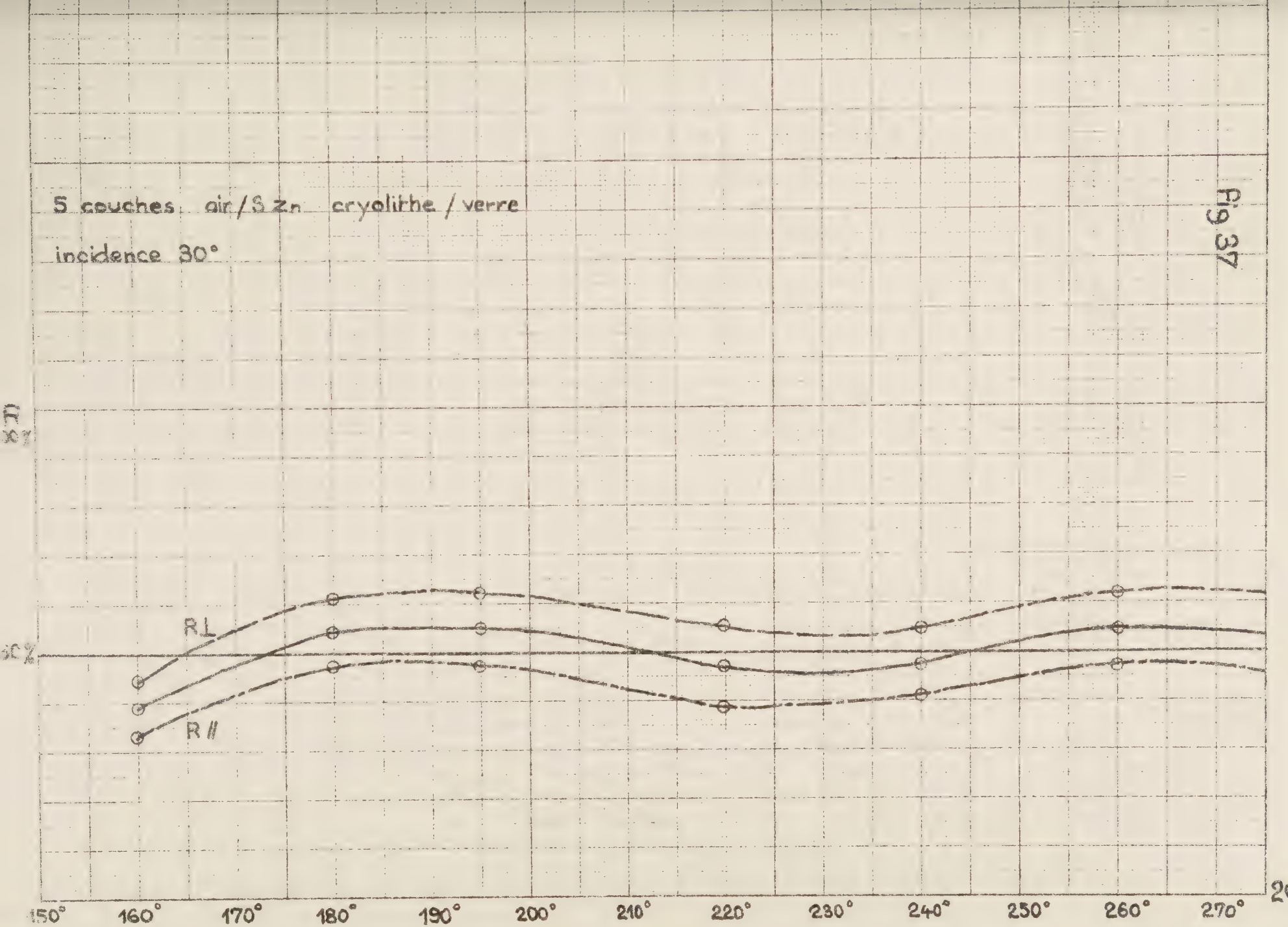
Fig 35

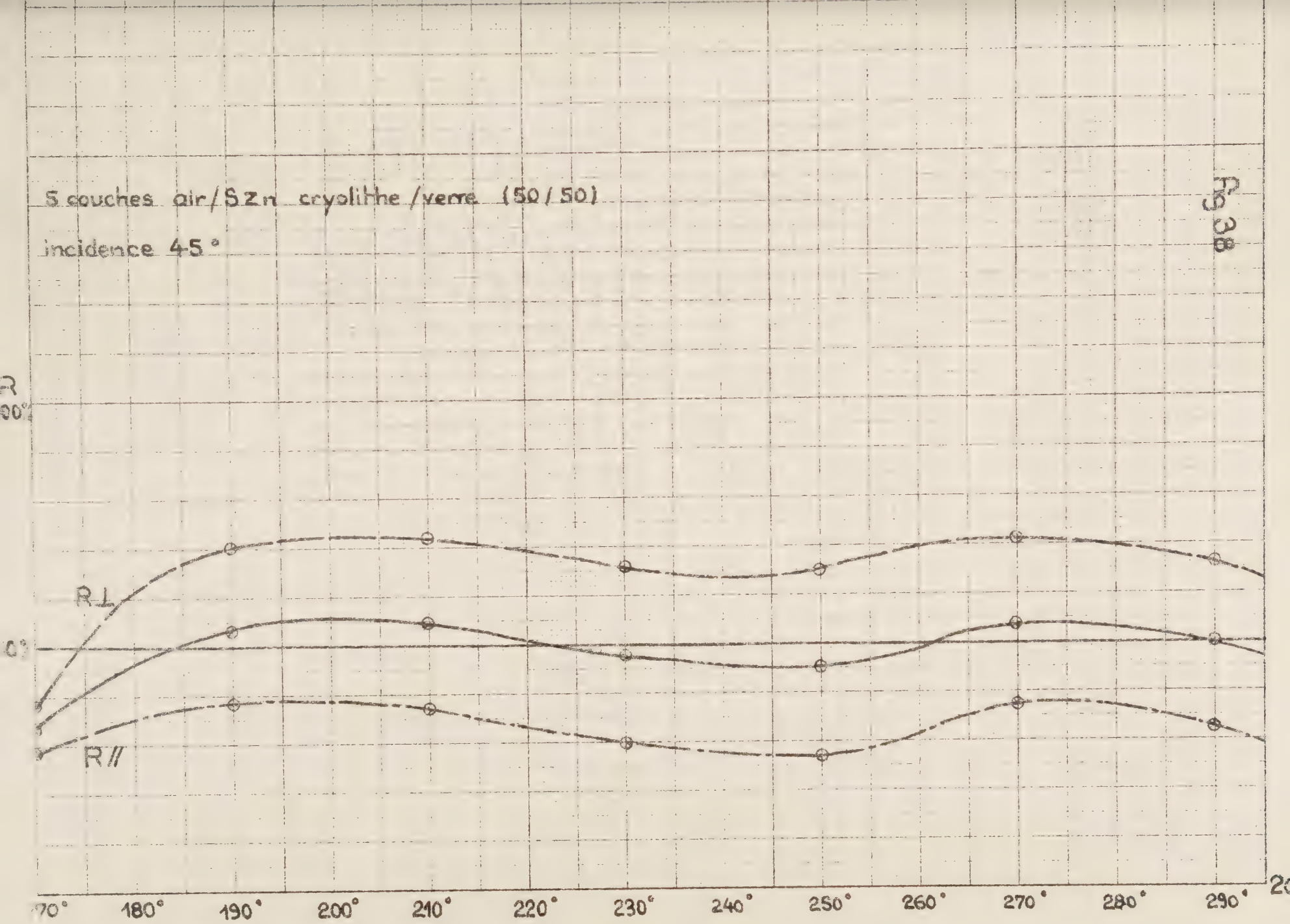


5 couches air / S Zn cryolithe / verre

incidence 30°

Fig 37




5 couches air/SZn cryolithe/verre (50/50)
incidence 45°
R
R⊥
R//
170°
180°
190°
200°
210°
220°
230°
240°
250°
260°
270°
280°
290°

absorptions que l'on rencontre le plus souvent dans les couches diélectriques. Dans ces calculs, une grande précision est illusoire étant donnés les autres défauts inhérents à la fabrication (hétérogénéité, couches limites, diffusion...)

V-4.1. Principe de la méthode.

En posant, $R = r^2$, $\frac{n}{n_o} t^2 = T$, A désignant l'absorption on a $R + T + A = I$

d'où $dA = - (dR + dT)$.

Nous essaierons de déterminer dR et dT donc dA en partant des considérations suivantes : On sait que l'on peut tenir compte de l'absorption par l'introduction d'un indice complexe $n_i = v_i - jx_i$; $n_i = v_i(1 - jk_i)$.

Si x_i est faible, cela revient à déterminer les variations de R et T donc de r et t, pour des dn_i imaginaires purs. Ces variations dr et dt peuvent être calculées à partir des variations de r et t relatives à des dn_i réels.

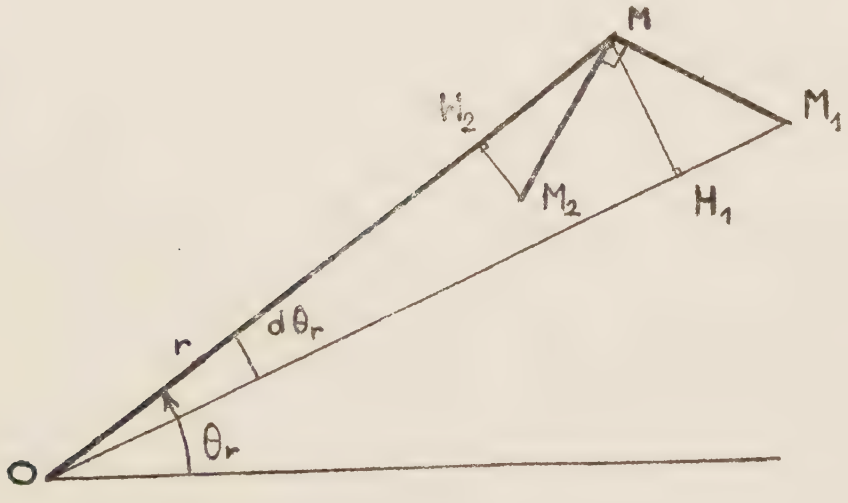


Fig 30

Les fonctions r et t étant holomorphes par rapport au n_i, on passera de dn_i réel à dn_i imaginaire par une rotation de $-\frac{\Pi}{2}$ de dr.

Désignons par $\overline{M M_1}$, la variation de r pour des dn_i réels et positifs, $d|r| = H_1M_1$, la variation du module de r, $d\theta_r$ la variation de l'argument θ_r de r.

$\overline{M M_2}$ déduit de $\overline{M M_1}$ par une rotation de $-\frac{\pi}{2}$ représente la variation de r pour des variatons d'indices dn_i, MH_2 la variation $\delta |r|$ correspondante du module de r.
On en déduit $MH_2 = \delta |r| = r d\theta$. On ferait de même pour t : $\delta |t| = t\, d\theta_t$, θ_t étant l'argument de t. On en déduit $dR = 2|r|\, \delta |r| = r^2\, d\theta_r$ et $dT = \frac{2n}{n_o} t^2 d\theta_t$

d'où $$\boxed{-dA = 2\left(r^2\, d\theta_r + \frac{n}{n_o} t^2\, d\theta_t\right)} \qquad (10)$$

La méthode consistera donc à mesurer les facteurs de réflexion et de transmission, ainsi que les variations algébriques de leurs arguments pour des variations dn_i positives des indices.

V-4.2. Mise en oeuvre.

Les grandeurs affichées sont $\frac{1}{2} \frac{n_{i-1}}{n_i} = m_i - 1$ et $2\phi_i = \frac{4\pi n_i d_i}{\lambda}$.

Les variations dn_i des indices se traduisent par les variations de ces grandeurs :

$$\frac{dm_i - 1}{m_i - 1} = \frac{dn_i - 1}{n_i - 1} - \frac{dn_i}{n_i} \quad \text{et} \quad d(2\phi_i) = 2\phi_i \cdot \frac{dn_i}{n_i}$$

on en déduit les variations d'affichages correspondantes.

Nous avons étudié ainsi l'influence de l'absorption sur les couches de haut indice seuls (H), sur les couches de bas indices seuls (B), enfin sur l'ensemble des couches H et B, pour un miroir constitué de sept couches $\lambda/4$ cryolithe-sulfure de zinc, puis pour le miroir à large bande à sept couches précédemment mis au point.

Avant de donner les résultats de cette étude, peut être serait-il intéressant de mettre en évidence certaines possibilités de vérification de ceux-ci. En s'en tenant au premier ordre, sachant que θ est une fonction holomorphe des n_i on a :

$$d\theta = \Sigma \frac{\partial \theta}{\partial n_i} dn_i + \frac{\partial \theta}{\partial (2\phi_i)} d(2\phi_i) \quad \text{avec } d(2\phi_i) = 2\phi_i . \frac{dn_i}{n_i}$$

On peut donc penser déterminer $d\theta$ en deux temps : en opérant d'abord à n_i constant

$$d\theta_n = \Sigma \frac{\partial \theta}{\partial (2\phi_i)} . d(2\phi_i) \qquad (n_i = cte)$$

, puis à ϕ_i=cte

$$d\theta_\phi = \Sigma \frac{\partial \theta}{\partial n_i} dn_i \qquad d\theta = d\theta_n + d\theta_\phi$$

La détermination de $d\theta_n$ présente l'intérêt de pouvoir être faite à partir d'une courbe $\theta = f(\phi)$ analogue à une courbe de θ en fonction de la fréquence de l'onde.

RESULTATS : On s'est donné comme point de départ une variation $\frac{dn_i}{n_i} = 2\ \%$, suffisamment élevée pour que les $d\theta$ soient mesurables, mais suffisamment petite pour que l'approximation du premier ordre reste raisonnable. La variable est $2\phi_4$ correspondant à la couche centrale 4. $d\theta_r$ et $d\theta_t$ ont été déterminés soit par mesure directe, soit à partir de $d\theta = d\theta_n + d\theta_\phi$.

Pour les couches H seules absorbantes :

$2\phi_4$	$d\theta_r$		$d\theta_t$	
	mesures directes	mesures en deux temps	mesures directes	mesures en deux temps
140	- 7,5°	- 8°	- 9,9°	- 10,9°
150	- 4,8	- 4,8	- 6	- 6,2
160	- 3,5	- 3,5	- 3,4	- 3,6
170	- 2,6	- 2,5	- 3,7	- 2,5
180	- 2	- 2,4	- 2,8	- 3,4
190	- 1,8	- 1,7	- 2,4	- 2,4
200	- 2	- 2,3	- 2,8	- 3,6
210	- 2,3	- 2,3	- 4,1	- 6
220	- 1,5	- 1,5	- 5,7	- 7,2

Dans ces résultats il faut tenir compte du fait qu'il s'agit de très faibles variations, à la limite des possibilités du phasemètre.

Après avoir mesuré r, t, $d\theta_r$, $d\theta_t$, les absorptions ont été calculées par la formule (10) pour les couches H seules absorbantes, puis les couches B, puis les couches H et B. Le tableau suivant donne les absorptions correspondantes.

Les mesures ont été effectuées pour $\frac{dn_i}{n_i} = 2\ \%$

les calculs ont été ensuite faits pour $k_i = 0,2\ \%$

2ϕ	dA_H (H seuls) %	dA_B (B seuls) %	dA_{HB} (H et B) %	$\sum dA_H + dA_B$
140	2,99	0,76	3,52	3,75
150	1,73	0,47	2,1	2,20
160	1,21	0,35	1,47	1,56
170	0,886	0,346	1,17	1,23
180	0,72	0,53	1,06	1,25
190	0,598	0,592	1,23	1,19
200	0,811	0,89	1,76	1,70
210	0,876	1,51	2,8	2,38
220	1,09	3,68	5,2	4,77

La dernière ligne est la somme des deux premières, elle permet une vérification supplémentaire.

La courbe suivante résume ces résultats figure 31.

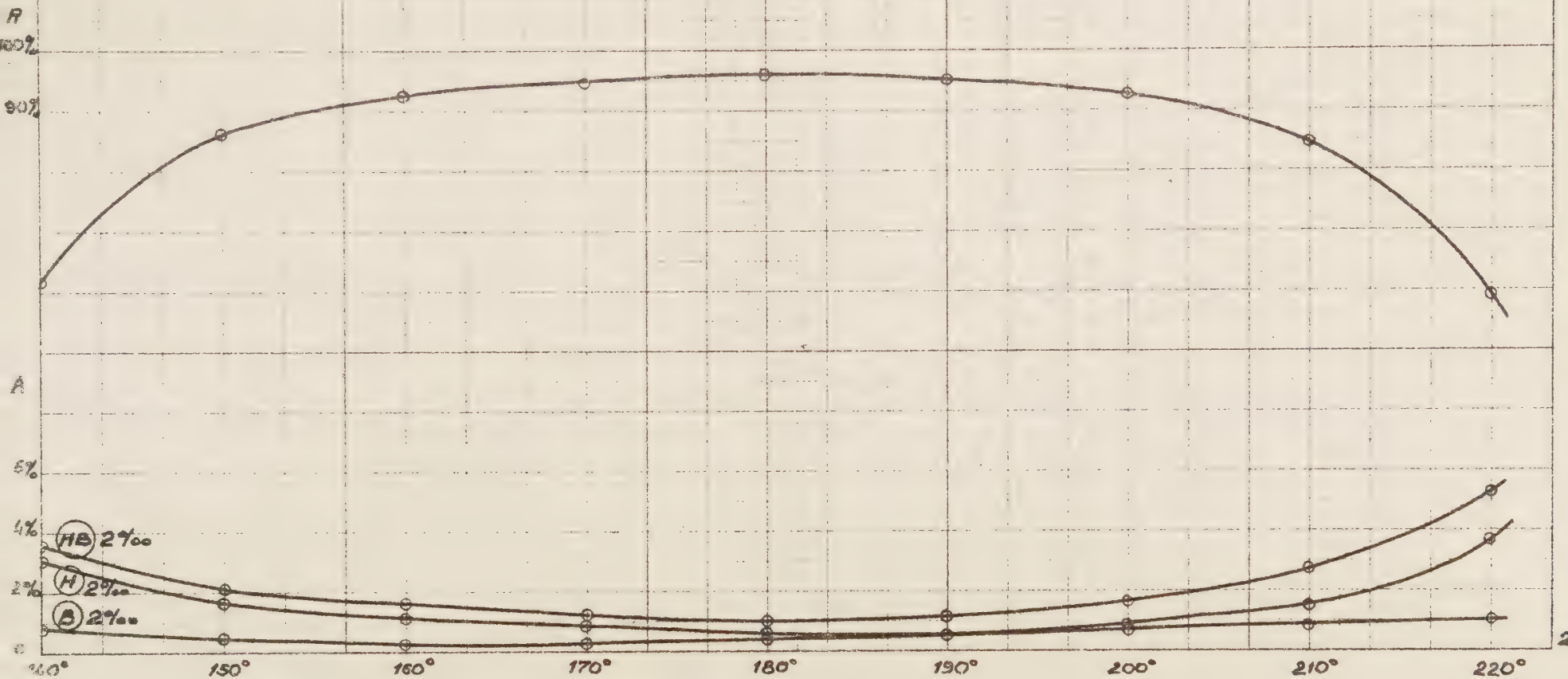
Fig 31

Absorption d'un miroir

Sz_n / Na_3AlF_6

7 Couches $\lambda/4$

$k = 2‰$



V-4.3. Calcul théorique des absorptions dans le cas de couches $\lambda/4$.

Il est possible, par exemple à partir de considérations ayant servi de base à la conception de la chaîne de calcul du simulateur, de déterminer, pour des couches d'épaisseur $\lambda/4$, des formules théoriques complètes précisant les variations d'arguments d0r et d0t des facteurs de réflexion et de transmission. On pourra en déduire l'absorption par la formule (10), et comparer avec les résultats expérimentaux fournis par l'appareil.

Dans ce but, considérons les couches de rang q et q + 1 d'épaisseur $\lambda/4$, avec $\phi_q = \frac{\pi}{2}$, les champs à l'entrée de cette couche E_q, H_q s'expriment en fonction des champs à l'entrée de la couche q + 1 par les formules 1, 2, 3, 4, ou par la matrice transfert $\mathcal{C}_q$ qui se réduit à :

$$E_q = j \frac{Z_o}{n_q} H_{q+1} \qquad \text{et} \qquad H_q = j \frac{n_q}{Z_o} E_{q+1}$$

Les variations de ces champs pour une variation dn_q d'indice sont donnés par :

$$d \begin{vmatrix} E_q \\ H_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{\partial \mathcal{C}_q}{\partial \phi_q} d\phi_q + \frac{\partial \mathcal{C}_q}{\partial n_q} dn_q \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} E_{q+1} \\ H_{q+1} \end{vmatrix}$$

on trouve

$$d \begin{vmatrix} E_q \\ H_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} - E_{q+1} \, d\phi_q - \frac{jZ_o}{n_q^2} H_{q+1} \cdot dn_q \\ - H_{q+1} \, d\phi_q + \frac{j}{Z_o} E_{q+1} \cdot dn_q \end{vmatrix}$$

Les expressions de E_q et H_q deviennent alors :

$$E_q = \frac{jZ_o}{n_q} H_{q+1} \cdot \left[1 - \frac{dn_q}{n_q} - \frac{n_q}{jZ_o} \frac{E_{q+1}}{H_{q+1}} \cdot d\phi_q \right]$$

$$H_q = \frac{jn_q}{Z_o} E_{q+1} \cdot \left[1 + \frac{dn_q}{n_q} - \frac{Z_o}{jn_q} \frac{H_{q+1}}{E_{q+1}} \cdot d\phi_q \right]$$

En introduisant les impédances réduites, z_q et z'_q à l'entrée et à la sortie de la couche q.

Les expressions de E_q et H_q deviennent :

$$E_q = j \frac{Z_o}{n_q} H_{q+1} \quad (1 + z'_q jd\phi_q)$$

$$H_q = j \frac{n_q}{Z_o} E_{q+1} \left(1 + \frac{1}{z'_q} jd\phi_q\right)$$

qui peuvent s'écrire :

$$E_q = j \frac{Z_o}{n_q} H_{q+1} e^{jz'_q d\phi_q}, \quad H_q = j \frac{n_q}{Z_o} E_{q+1} e^{j\frac{1}{z'_q} d\phi_q}$$

On constate donc que, pour une couche d'épaisseur $\lambda/4$, une variation réelle dn_q de l'indice se traduit pour les champs à l'entrée, par des <u>déphasages purs</u> supplémentaires, dans lesquels seule intervient la variation $d\phi_q$.

Ces déphasages étant donnés respectivement par les expressions :

$$z'_q \, d\phi_q \quad \text{et} \quad \frac{1}{z'_q} d\phi_q$$

Pour un empilement de couches, les champs à l'entrée E_o H_o seront respectivement déphasés de :

$$\sum z'_q \, d\phi_q \qquad \text{et} \quad \sum \frac{1}{z'_q} \, d\phi_q$$

Les variations d'argument de r et t : $d\theta_r$ et $d\theta_t$ peuvent être tirées des expressions de r et t :

$$r = \frac{E_o^-}{E_o^+} \quad ; \quad t = \frac{E_n}{E_o^+}$$

avec $E_o^+ = \frac{H_o}{2} \cdot \frac{Z_o}{n_o} (z_o + 1)$ $\quad E_o^- = \frac{H_o}{2} \frac{Z_o}{n_o} (z_o + 1)$

z_o représentant l'impédance réduite à l'entrée de l'ensemble des couches.

$d\theta_r = \Delta \arg r = \Delta \arg (z_o - 1) - \Delta \arg (z_o + 1)$

En tenant compte des variations des champs à l'entrée, la nouvelle impédance d'entrée peut s'écrire :

$$z_o \left[1 + j \sum (z'_q - \frac{1}{z'_q}) . \, d\phi_q \right]$$

$$z_o - 1 \text{ devient } \quad (z_o - 1) \left[1 + j \frac{z_o}{z_o - 1} . \sum (z'_q - \frac{1}{z'_q}) d\phi_q \right]$$

$$z_o + 1 \text{ devient } (z_o + 1) \left[1 + j \frac{z_o}{z_o + 1} . \sum (z'_q - \frac{1}{z'_q}) d\phi_q \right]$$

d'où on tire facilement

$$d\theta_r = \frac{2z_o}{z_o^2 - 1} . \, e^{\sum (z'_q - \frac{1}{z'_q}) \, d\phi_q} \qquad (11) \qquad [9]$$

De même on a pu calculer la variation d'argument de t

$d\theta_t = - \Delta \arg E_o^+ = - \Delta \arg H_o - \Delta \arg (z_o + 1)$. Des calculs de même type conduisent à l'expression

$$d\theta_t = - \sum \frac{1}{z'_q} \cdot d\phi_q - \frac{z_o}{z_o + 1} \sum (z'_q - \frac{1}{z'_q}) \cdot d\phi_q \qquad (12)$$

(on prendra z'_q ou $\frac{1}{z'_q}$ suivant la parité de p - q)

Application numérique :

Appliquées à l'ensemble cryolithe /SZn, sept couches $\lambda/4$ et $\frac{dn_i}{n_i} = 2\ 10^{-3}$, ces formules donnent pour les couches H seules absorbantes :

$d\theta_r = - \underline{4{,}04\ 10^{-3}}$, le simulateur - $\underline{3{,}5\ 10^{-3}}$

$d\theta_t = - \underline{5{,}1\ 10^{-3}}$, le simulateur - $\underline{4{,}9\ 10^{-3}}$

Pour les couches B seules absorbantes :

$d\theta_r = - \underline{2{,}3\ 10^{-3}}$, le simulateur-$\underline{2{,}6\ 10^{-3}}$

$d\theta_t = - \underline{3\ 10^{-3}}$, le simulateur-$\underline{3{,}6\ 10^{-3}}$

Les erreurs obtenues atteignent 10 % sur les variations d'angles ce qui fera sensiblement le même ordre de grandeur pour les erreurs relatives sur les absorptions.

La vérification est satisfaisante dans la mesure où il est difficile sur les mesures physiques d'absorption, d'obtenir une meilleure précision.

V-4.4. Comparaisons avec des résultats expérimentaux sur couches réelles.

Des mesures expérimentales d'absorption faites par certains auteurs (8), nous avons extrait les résultats relatifs à des miroirs 7 $\lambda/4$, SZn/Na_3 Al F_6. Les courbes d'absorption, rapportées à la même variable $2\phi_4$ mais correspondant à des longueurs d'onde centrales λ_0 différentes, sont représentées sur la figure 32. L'expérience montre que l'absorption croit avec la fréquence de l'onde, le calcul montre que cela est vrai en ce qui concerne la contribution des couches de bas indice mais c'est le contraire qui est vrai pour celles de haut indice. Cela conduirait à penser que l'absorption est due davantage à la cryolithe qu'au sulfure de zinc. D'ailleurs, il est possible à l'aide des résultats des calculs d'absorption, de rechercher des indices d'extinction relatifs qui donneraient sensiblement les courbes expérimentales. Il faudrait prendre $0{,}23\ 10^{-3}$ pour SZn et $1{,}08\ 10^{-3}$ pour Na_3 Al F_6. Les courbes expérimentales et les points calculés sont données, figure 33.

Toutefois le comportement très bon de la cryolithe dans le proche U.V., utilisé conjointement avec le $Sb_2\ O_3$ ou Pb F_2, semble infirmer cette hypothèse, et laisse à penser que d'autres imperfections interviennent dont n'a pas tenu compte le simulateur.

V-4.5. Absorption d'un miroir sept couches à large bande.

L'étude de l'absorption en fonction de la longueur d'onde effectuée sur un miroir sept couches $\lambda/4$ a été poursuivie pour le miroir achromatique dont les caractéristiques ont été définies au § V-2.

5Zn / Na3AlF6

7 couches λ/4

Courbes d'absorption expérimentales [8]

Fig. 32

(1) λ_0 = 4100 Å

(2) λ_0 = 5400 Å

(3) λ_0 = 8800 Å

%

%

%

%

150° 160° 170° 180° 190° 200°

Courbes expérimentales d'absorption

pour : 7 λ/4 SZn / Na_3AlF_6

① λ_0 = 5400 Å

② λ_0 = 8800 Å

Points calculés pour indices d'absorption

SZn : $0,23\ 10^{-3}$

Na_3AlF_6 : $1,08.10^{-3}$

Fig 33

Les mêmes indices relatifs d'absorption ont été choisis, 2 ‰ .

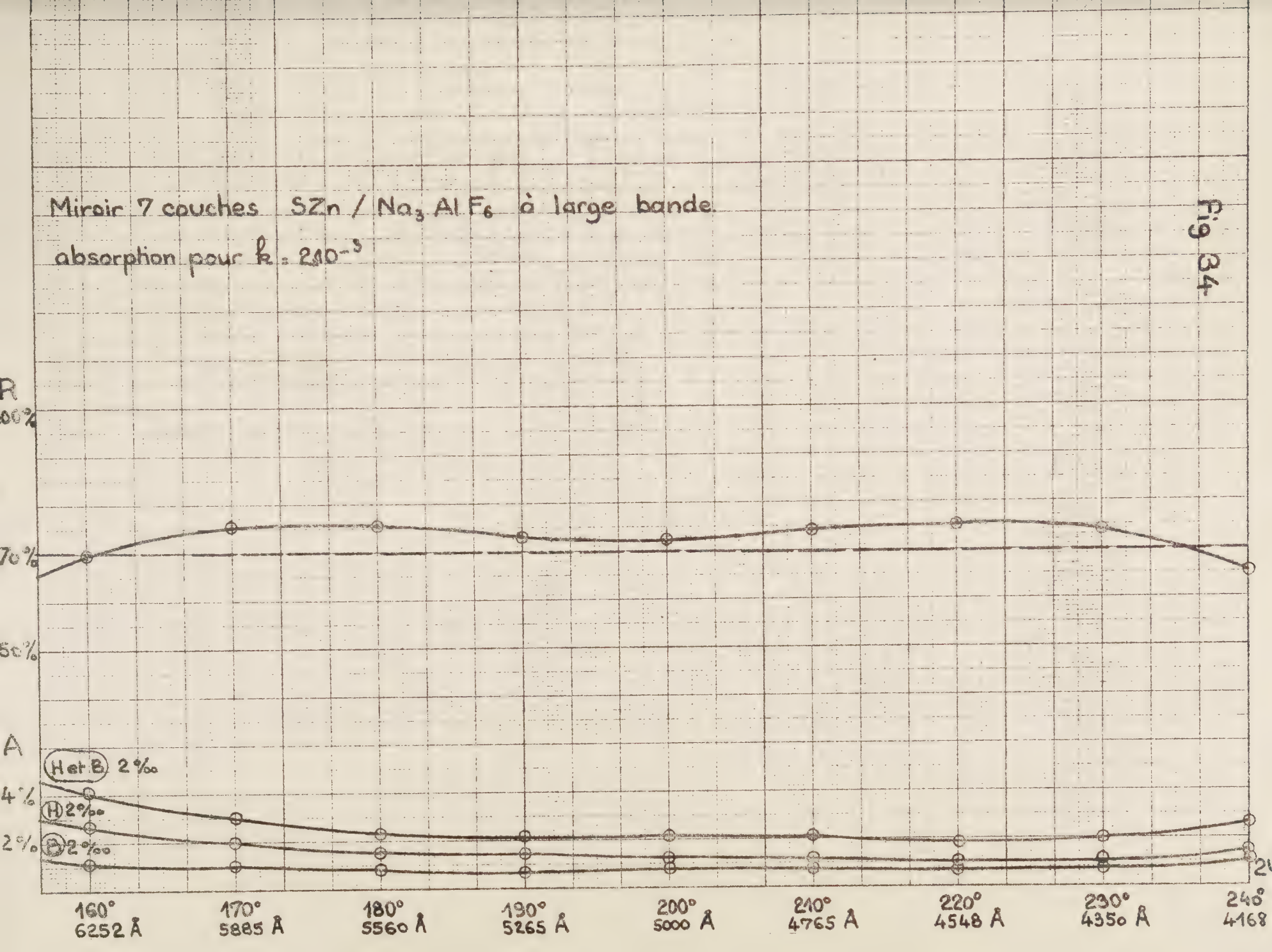
Les résultats peuvent être comparés à ceux relatifs au miroir à 7 λ/4.

Les absorptions sont plus élevées (le double en moyenne).

Miroir 7 couches $SZn / Na_3 Al F_6$ à large bande.

absorption pour $k = 2.10^{-3}$

Fig 34



V-5. Polariseur achromatique non absorbant.

Le comportement du miroir à 5 couches en incidence oblique, nous a montré que le facteur de réflexion croît fortement pour la vibration perpendiculaire et décroît pour la vibration parallèle au plan d'incidence. On peut songer à utiliser cette propriété pour construire un polariseur non absorbant achromatique. Si on se place en incidence brewstérienne pour les milieux Sulfure de Zn ($n_1 = 2,3$) et cryolithe ($n_2 = 1,35$), les rapports d'indices qui interviendront effectivement seront $\frac{n_1 \cos i_2}{n_2 \cos i_1} = 1$ pour la vibration parallèle et $\frac{n_1 \cos i_1}{n_2 \cos i_2} = \left[\frac{n_1}{n_2}\right]^2$ pour la vibration perpendiculaire.

L'empilement se comportera comme le vide (sauf sur les faces extrêmes) pour la vibration parallèle qui sera presque entièrement transmise, et comme un empilement alterné de deux milieux de rapport d'indices voisin de 3 pour la vibration perpendiculaire qui pourra donc être presque entièrement réfléchie. En recherchant les épaisseurs des couches convenables pour que ce facteur de réflexion reste élevé pour une large bande de fréquence, on peut espérer obtenir un polariseur très peu absorbant et achromatique.

Comme pour tout polariseur, le problème de champ se pose. Le rapport $U = \frac{n_1}{n_2} \frac{\cos i_2}{\cos i_1}$ relatif à la vibration parallèle, varie assez lentement en passant par 1 au voisinage de l'incidence brewstérienne ($\frac{dU}{di} = 1,4$) ;

L'influence des variations d'incidence sera faible pour

cette vibration. Il n'en est malheureusement pas de même pour la vibration perpendiculaire.

Le simulateur permet de traiter ce problème. Nous l'avons seulement abordé pour un empilement de 5 couches $SZn/Na_3Al\ F_6$ entre verres d'indice 1,5. (Incidence dans le verre 50°54').

Nous avons obtenu (fig. 39) pour la vibration perpendiculaire un facteur de réflexion R = 87,5 % $\pm$ 3,5 % sur un octave. (tout le spectre visible par exemple). On voit l'énorme amélioration du facteur de réflexion, (87,5 % au lieu de 50 %), due à l'augmentation du rapport des indices apparents.

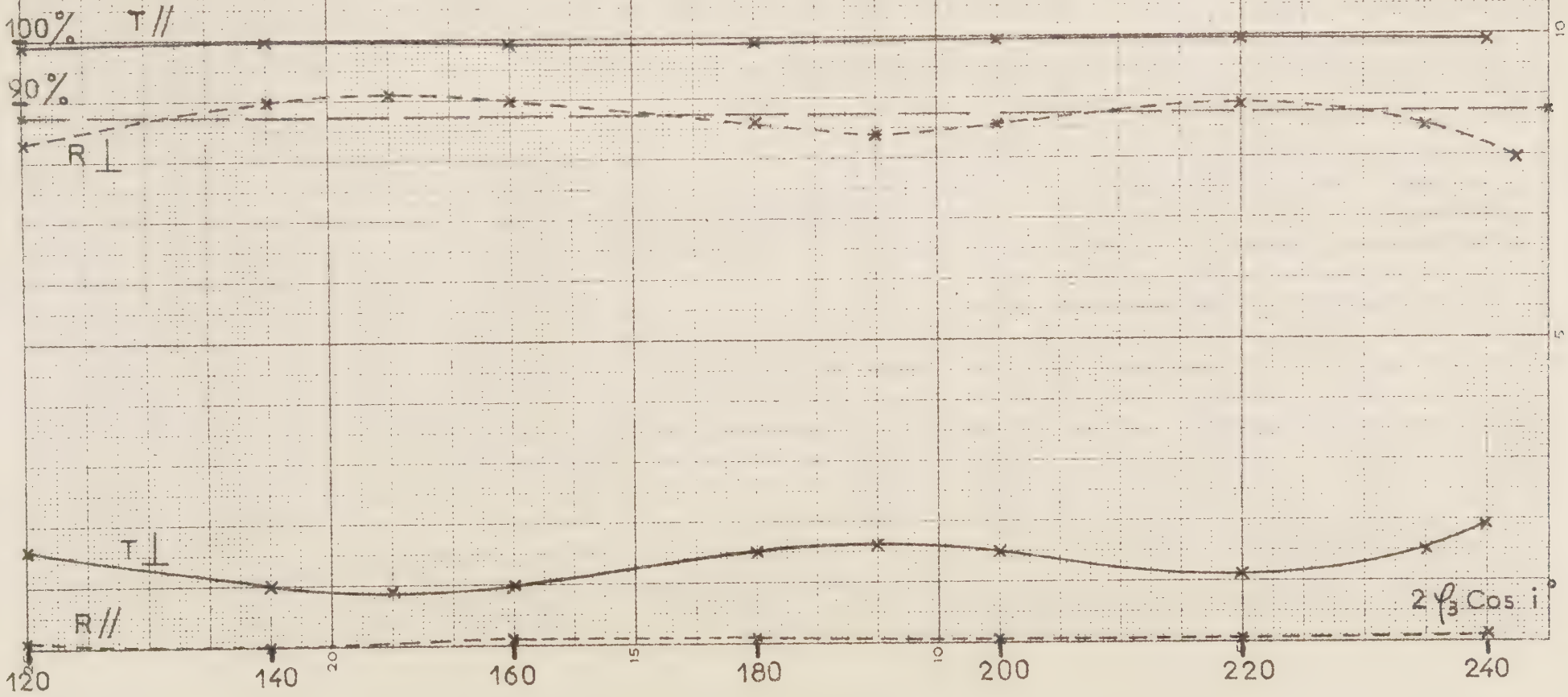
Il est certain que cela est encore insuffisant, mais on peut espérer, en augmentant le nombre de couches, améliorer sensiblement $R_{\perp}$.

En ce qui concerne l'influence de l'incidence, une étude systématique n'a pu encore être entreprise. Toutefois la transmission et la réflexion sous incidence 45° ont été calculées. On voit que les résultats sont encore modestes (fig. 40). Ils sont cependant beaucoup plus favorables pour l'empilement achromatique calculé que pour un empilement de 5 couches d'épaisseurs égales. Là encore on peut espérer améliorer beaucoup les résultats avec un nombre de couches plus élevé. Ce genre de polariseur non absorbant pourrait trouver des applications notamment pour l'ultra-violet.

Transmission et réflexion d'un polariseur 5 couches — Fig. 39

S Zn — $Na_3 Al F_6$

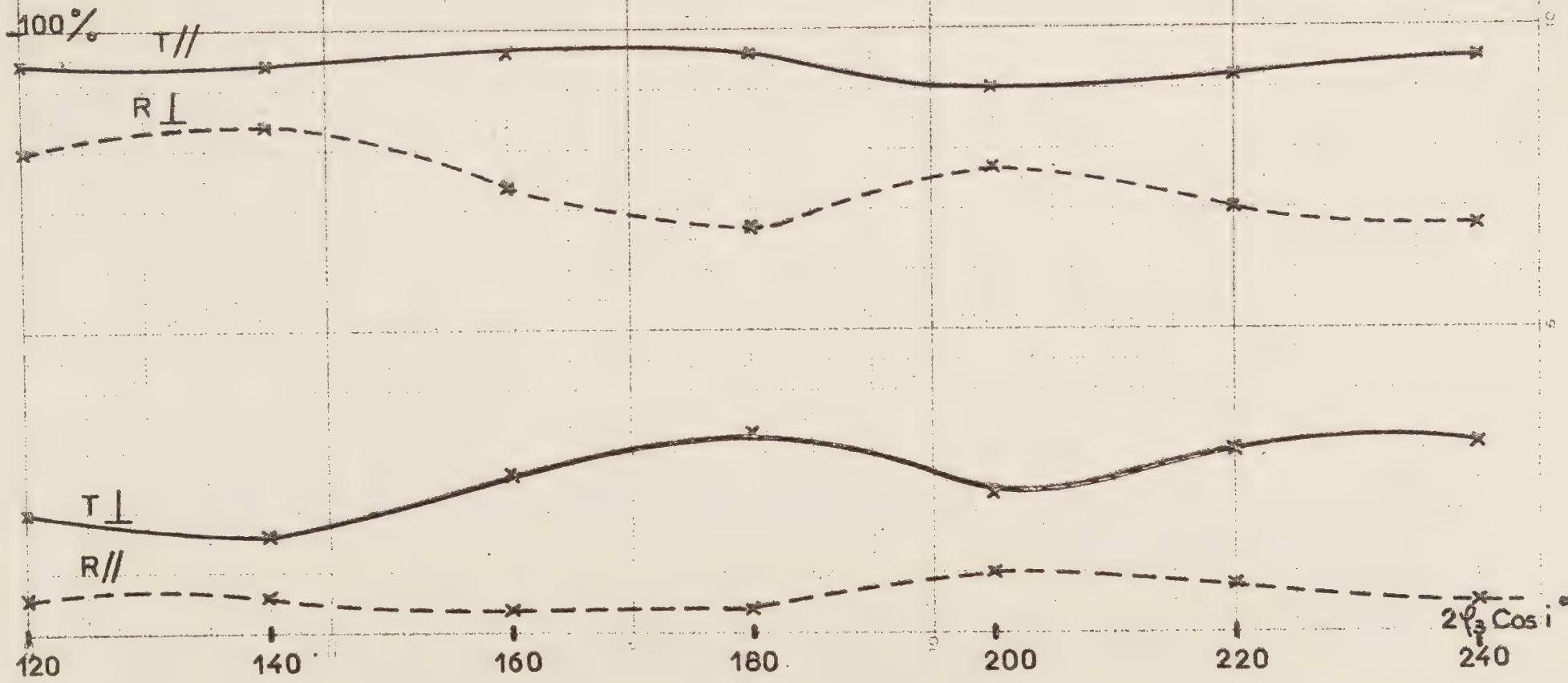
incidence brewstérienne 50° 54'



Transmission et réflexion d'un polariseur 5 couches incidence 45°

$SZn\_Na_3AlF_6$

Fig. 40



VI- REALISATION DES EMPILEMENTS DE COUCHES CALCULES.

VI-1. Le problème posé.

Lorsqu'on a affaire à un empilement régulier de couches, toutes $\lambda/4$ par exemple, les problèmes pratiques de réalisation peuvent être considérés comme bien résolus [7] [9] et en particulier les problèmes de contrôle pendant la préparation. Il n'en est pas de même ici. L'optimisation à l'aide du simulateur nous a conduit à des épaisseurs quelconques, pour lesquelles on ne dispose d'aucun procédé de contrôle particulièrement simple.

Il nous reste à résoudre ce problème pratique, et nous verrons que le simulateur apporte, ici encore, une aide précieuse. Nous avons traité à titre d'exemple, la réalisation expérimentale de deux empilements calculés. Le simulateur nous a permis de déterminer les propriétés réflectrices et la constitution de deux ensembles de couches : un empilement 5 couches au facteur de réflexion 50 % $\pm$ 5 % sur un octave, un empilement 7 couches achromatique. Ce que nous possédons, à la suite de cette étude, ce sont les rapports des épaisseurs optiques des couches successives constituant les empilements, pour des milieux d'indices 2,3 et 1,35 sur support de verre d'indice 1,5.

Nous sommes libres de fixer la longueur d'onde correspondant au centre de la bande d'utilisation ; pour bénéficier au mieux des possibilités de contrôle existantes, nous nous sommes fixé cette longueur d'onde centrale, suivant les cas, dans le milieu du visible ou dans le proche infrarouge. Ce choix détermine toutes les épaisseurs optiques des couches.

Parmi les procédés de contrôle connus et pour lesquels nous disposions d'un équipement utilisable après quelques modifications, certains semblaient particulièrement adaptés

à notre problème ; nous verrons que d'autres peuvent rendre des services analogues. Le choix du procédé de contrôle dépend en fait des propriétés particulières à l'empilement à réaliser ; nous y reviendrons. Mais chacun de ces procédés présente des avantages et des inconvénients propres. Nous les préciserons d'abord ; ils interviendront ensuite dans notre choix.

VI-2. Les différents procédés de contrôle.

Nous pouvons classer les différents procédés de contrôle en deux groupes : ceux pour lesquels le contrôle s'effectue sur un témoin, ceux pour lesquels il s'effectue directement sur le verre à traiter.

VI-2.1. Contrôles sur témoins.

VI-2.1.1. Contrôle sur verre témoin.

La méthode consiste à disposer sur le plateau d'évaporation trois verres dont un, au choix, peut être caché. L'un des verres recevra uniquement du sulfure de zinc, le second uniquement de la cryolithe, le troisième l'empilement désiré. Les contrôles (optiques) se font en cours d'évaporation sur le verre témoin correspondant à la substance à évaporer. On choisit chaque fois la longueur d'onde pour que les épaisseurs témoins soient des multiples de $\lambda/4$, qui se prêtent nous le verons à un contrôle facile et précis.

L'intérêt du procédé réside dans la nature du contrôle qui est optique. Son inconvénient majeur, au fait que la nature des surfaces est différente sur les verres témoins et sur le verre à traiter. Les résultats obtenus par cette méthode ne furent pas satisfaisants et nous dûmes l'abandonner.

VI-2.1.2. Contrôle au quartz piézoélectrique.

La méthode consiste à évaporer la substance simultanément sur le verre à traiter et sur un quartz piézoélectrique placé dans la cloche à proximité. L'augmentation de masse du quartz se traduit par une variation de la fréquence de l'oscillateur dont il constitue le pilote. Cette variation de fréquence se mesure par comparaison avec un oscillateur de référence, lui aussi à quartz, et on en déduit l'épaisseur "massique" déposée. Le procédé, utilisé dans la technique de l'ajustage en fréquence des quartz, a été préconisé récemment [44] pour le contrôle des couches minces optiques. Il permet de mesurer des épaisseurs de couches de nature quelconque et pour n'importe quelle longueur d'onde. Mais il mesure des épaisseurs "massiques" qui ne correspondent pas, surtout si les couches sont très minces, aux épaisseurs optiques. De plus il présente l'inconvénient de tout système à témoin : inégalités entre le verre et le témoin dues aux facteurs géométriques (positions différentes), dues aussi aux différences de conditions de nucléation.

Enfin un dernier facteur qui lui est propre est venu altérer la précision que l'on pouvait en attendre : la dérive thermique. Le quartz témoin et le quartz de référence étaient situés l'un à l'intérieur, l'autre à l'extérieur de la cloche, le premier soumis au rayonnement thermique des creusets.

Ces deux causes d'imprécision peuvent être en partie compensées, pour une utilisation courante, en utilisant un contrôle optique pour la première couche et en introduisant des corrections empiriques. C'est ainsi que pour des empilements de couches $\lambda/4$, ce procédé de contrôle donne, après étalonnage des résultats satisfaisants. Il serait par contre très laborieux d'établir, dans le cas de couches inégales, la correction à apporter au contrôle de chaque couche. Néanmoins on pourrait espérer améliorer

les résultats en (régulant) la température des deux quartz placés aussi près que possible l'un de l'autre.

Nous avons cherché à réaliser par cette méthode le miroir 50/50 entre 1,2μ et 2,4μ. Nous avons choisi cette bande parce que l'appareillage mis à notre disposition (*), servait couramment à fabriquer des miroirs SZn - Na_3AlF_6 en couches λ/4 pour les longueurs d'ondes considérées. Les résultats n'ont pas été aussi satisfaisants que pour les miroirs à haut pouvoir réflecteur qui ne nécessitent pas, si l'on n'est pas très exigeant sur la finesse [41] , une précision aussi grande sur les épaisseurs.

VI-2.2. Contrôles directs sur le verre à traiter.

Les contrôles utilisés couramment sont basés sur l'existence d'extremums des facteurs de transmission T ou de réflexion R, lorsque les épaisseurs des couches sont des multiples de λ/4. Un procédé apparemment simple pourrait consister en la mesure directe de R ou T.

VI-2.2.1. Contrôle par mesure directe de T ou de R.

Si on connaît d'avance l'évolution de R ou T d'un ensemble de couches en fonction de l'épaisseur de la dernière couche, on pourra contrôler celle-ci, à condition d'être en mesure d'effectuer la mesure correcte de T ou R pendant l'évaporation. L'obstacle principal est évidemment constitué par les dérives possibles du système photométrique de mesure, dérives que l'on peut s'attacher à réduire.

VI-2.2.2. Contrôles basés sur l'existence d'extremums.

Le facteur de réflexion r d'un ensemble de couches est fonction des indices des couches n_i et des déphasages optiques ϕ_i lesquels sont eux-mêmes fonction des épaisseurs

(*) S.E.A.V.O.M. Argenteuil.

optiques $n_i d_i$ et de la longueur d'onde λ. On sait [9] que

$dr = \sum_{i=1}^{i=q} \frac{\partial r}{\partial \phi_i} . d\phi_i$ avec $\phi_i = 2\pi \frac{n_i d_i}{\lambda}$. Si l'épaisseur d'une couche varie seule (couche k en cours d'évaporation)

$dr = \frac{\partial r}{\partial \phi_k} . d\phi_k$ s'annule pour $\frac{\partial r}{\partial \phi_k} = 0$. Si λ varie seule

$dr = \sum_{1}^{k} \frac{\partial r}{\partial \phi_i} . \frac{\partial \phi_i}{\partial \lambda} . d\lambda$. Pour des couches $\lambda/4$ ($\phi_i = \frac{\pi}{2}$) tous les $\frac{\partial r}{\partial \phi_i}$ s'annulent simultanément, d'où $\frac{dr}{d\lambda} = 0$, propriété qui n'existe pas pour des couches d'épaisseur quelconque. Ceci a conduit, pour les couches $\lambda/4$, à deux types de contrôle utilisant tous deux l'annulation de dr c'est-à-dire un extremum.

Le premier [7] procède à longueur d'onde constante, et repère les extremums de r ou de t à l'aide d'une cellule photoélectrique et d'un galvanomètre : lorsque

$\phi_k = \frac{\pi}{2}$, $\frac{\partial r}{\partial \phi_k} = 0$, $dr = 0$.

Dans le second [9] , on module légèrement la longueur d'onde autour de la valeur λ (pour laquelle on désire des couches $\lambda/4$) et on fait apparaître un signal proportionnel à $\frac{dr}{d\lambda}$ sur l'écran d'un oscillographe. Les épaisseurs des couches déjà évaporées étant $\lambda/4$, tous leurs $\frac{\partial r}{\partial \phi_i}$ sont nuls. Lorsque la couche en cours d'évaporation

atteint elle-même l'épaisseur $\lambda/4$ tous les $\frac{\partial r}{\partial \phi_i}$ sont nuls et $\frac{dr}{d\lambda} = 0$, le signal s'annule sur l'écran du "maximètre".

Ces deux derniers procédés présentent sur le précédent l'avantage d'éliminer les imprécisions dues aux dérivés et aux variations accidentelles d'indices. Ce dernier avantage ne vaut d'ailleurs que pour les empilements $\lambda/4$.

Tous les procédés étudiés présentent l'inconvénient de laisser subsister l'incertitude sur l'indice de la couche évaporée, puisque le calcul suppose essentiellement n connu et pas seulement ne = $\lambda/4$.

VI-3. Problèmes posés par l'adaptation de ces procédés au contrôle des épaisseurs quelconques.

L'utilisation des trois dernières méthodes, qui s'effectuent sur l'empilement lui-même, pour un ensemble de couches d'épaisseurs quelconques, nécessite un certain nombre de données initiales que seule une machine est en mesure de fournir.

Pour un contrôle galvanométrique des extremums, il faut déterminer les longueurs d'ondes pour lesquelles T (ou R) passe par un extremum lorsqu'on atteint l'épaisseur correcte de la couche en évaporation. Il faut en outre, pour s'arrêter à la bonne épaisseur, savoir combien on rencontrera, pour chacune de ces longueurs d'ondes, d'extremums en cours d'évaporation.

Pour un contrôle au "maximètre", il faut déterminer les longueurs d'ondes, pour lesquelles, lorsque la dernière couche atteint l'épaisseur désirée, $\frac{dr}{d\lambda}$ s'annule avec changement de signe. Il faut ensuite savoir combien de fois, au cours de l'évaporation de la dernière couche $\frac{dr}{d\lambda}$ s'annule.

Pour un contrôle par mesure directe de T (ou de R), il faut connaître pour chaque longueur d'onde, l'évolution de T ou R en fonction de l'épaisseur de la dernière couche afin de se placer à la longueur d'onde la plus favorable (celle ou T et R varient le plus rapidement). Pour cette méthode des précautions expérimentales supplémentaires doivent être prises : stabilisation poussée de la source lumineuse, de l'alimentation de la cellule, pour éviter la dérive ; un verre nu, pouvant, sous vide, être substitué au verre à traiter permettra de vérifier l'absence de dérive et faire des mesures complètes de T (ou R) en fonction de λ, sur le verre à traiter, en cours de route.

VI-4. Utilisation du simulateur pour l'établissement des programmes de contrôle.

Sans la machine dont nous disposions, il aurait été impossible de posséder tous les renseignements nécessaires à la fabrication des miroirs étudiés. Toutefois les paramètres dont nous avons en vue la variation : épaisseur de la couche en évaporation, longueur d'onde, ne sont pas affichables directement sur la machine.

VI-4.1. Les paramètres utilisés.

La fréquence f (ou la longueur d'onde λ) de la radiation utilisée, n'intervient dans le calcul des propriétés des couches que par l'intermédiaire du déphasage $2\phi = \frac{4\Pi\ nd}{\lambda}$. Si l'on a fait choix d'un domaine spectral d'utilisation centré sur f_o (ou λ_o), il suffira d'utiliser les épaisseurs d convenables pour réaliser les déphasages 2ϕ calculés. Il est donc plus commode de repérer les fréquences f (ou les longueurs d'onde λ) par rapport à la fréquence f_o de référence en posant

$x = \frac{f}{f_o} = \frac{\lambda_o}{\lambda}$, ou, mieux encore, par l'intermédiaire de l'un des déphasages caractérisant une des couches de l'empilement terminé , par exemple

$$2\phi_3 = 4\Pi \frac{n_3\ d_3}{\lambda} = 4\Pi \frac{n_3\ d_3}{\lambda_o}\ x \quad \text{ou, puisque}$$

$2\phi_3$ est affiché sur le simulateur en degrés

$$2\phi_3 \text{ (en degrés)} = 720 \frac{n_3\ d_3}{\lambda}\ x\ .$$

De même, en cours d'évaporation nous repérerons l'épaisseur (variable) de la couche en formation par l'intermédiaire soit du déphasage $2\phi = 4\Pi \frac{nd}{\lambda}$

soit du déphasage réduit à λ_o : $y = \frac{2\phi}{x} = \frac{4\Pi\ nd}{\lambda_o}$

ou en mesurant 2ϕ en degrés $y \text{ (en degrés)} = 720 \frac{nd}{\lambda_o}$.

Il est bien entendu qu'en cours de préparation, seule la couche à contrôler, a une épaisseur variable, les précédentes ayant été préalablement ajustées à l'épaisseur convenable.

VI-4.2. Préparation d'un contrôle galvanométrique d'extremum.

Pour la préparation d'un contrôle galvanométrique d'extremum, nous avons procédé de la manière suivante :

a) Tracer les courbes $r = f(\lambda)$ voir par exemple fig. 44 (en réalité en fonction de $2\phi_3$ ou $2\phi_4$) pour l'épaisseur normale de la couche à contrôler et pour deux épaisseurs d voisines (par exemple $\pm$ 5 %).

b) Repérer ainsi le domaine de longueurs d'ondes ou r (d) est stationnaire.

c) Explorer ensuite ce domaine, longueur d'onde par longueur d'onde, afin de déterminer avec précision pour quelle longueur d'onde particulière, r passe par un extremum pour l'épaisseur correcte de la dernière couche. Les opérations (a) et (b) servent simplement à dégrossir le problème pour rendre l'exploration (c) plus rapide.

d) Lorsque la longueur d'onde est trouvée, suivre l'évolution de r, de l'épaisseur 0 à l'épaisseur correcte, afin de déterminer le nombre d'extremums que l'on rencontrera au cours de l'évaporation de la couche.

VI-4.3. Préparation d'un contrôle au "maximètre".

La préparation d'un contrôle au "maximètre" est plus délicate en ce sens que la grandeur intéressante est ici $\frac{dr}{d\lambda}$, grandeur qui n'apparaît pas sur le simulateur. On peut y remédier en calculant Δr pour des $\Delta\lambda$ connus.

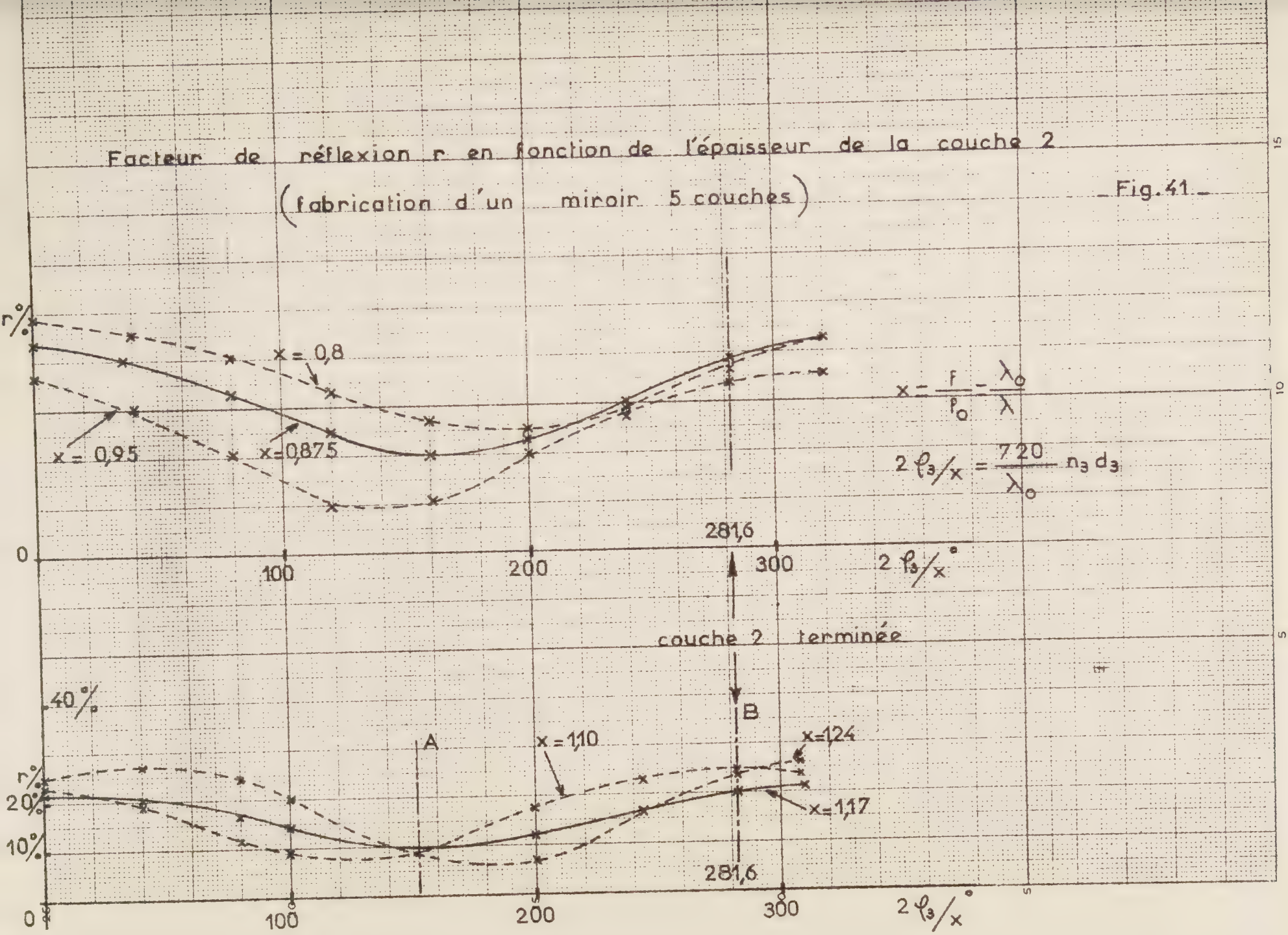
La méthode est alors la suivante :

Nous prendrons comme exemple le programme de fabrication de la couche 2 du miroir 5 couches. On possède la courbe $r = f(\lambda)$ plus précisèment $r_5 = f(2\phi_3)$ relative à l'empilement terminé, (fig. 48), et on sait que la couche 2 terminée doit correspondre à $2\phi_2 = 220 \times 1{,}28 = 281{,}6°$, la longueur d'onde centrale correspondant à $2\phi_3 = 220°$, on aura $2\phi_3$ (en degrés) $= 220\ f_o = 220\ x$. On trace alors à l'aide du simulateur la courbe $r_2 = f(2\phi_3)$ relative aux deux premières couches terminées (fig. 42). On voit par exemple que $\frac{dr_2}{d\phi_3}$ s'annule pour $2\phi_3 = 257{,}5°$, on en déduit $x = \frac{f}{f_o} = \frac{257{,}5}{220} = 1{,}17$; si l'on s'est fixée

Facteur de réflexion r en fonction de l'épaisseur de la couche 2

(fabrication d'un miroir 5 couches)

Fig. 41



la longueur d'onde centrale λ_o = 5500 Å la longueur d'onde de contrôle sera $\lambda_2 = \frac{5500}{1,17} = 4700$ Å.

Il nous faut préciser ensuite, pour cette longueur d'onde, l'évolution de $\frac{dr}{d\lambda}$. Nous avons procédé ainsi :

Pour x = 1,17 (longueur d'onde constante) et $2\phi_2$ variable, on trace la courbe r = f (y)), facteur de réflexion en fonction de l'épaisseur de la deuxième couche.

Pour des valeurs voisines de λ, en réalité de x, on refait la même opération, par exemple pour x = 1,10 et x = 1,24 (variation $\pm$ 6 %) l'observation des 3 courbes (fig. 41 bas) permet de déduire, qu'en cours d'évaporation on rencontrera un maximum (point A) et un minimum (point B), le point B correspondant d'ailleurs à l'épaisseur désirée de la couche 2.

$$(y_2 = \frac{4\pi\, n_2\, d_2}{\lambda_o} = 281,6°)$$

VI-4.4. Préparation d'un contrôle par mesure galvanométrique directe de T.

On trace une famille de courbes r = f ($2\phi_3$ ou $2\phi_4$) traduisant r = f (λ) pour des épaisseurs croissantes de la dernière couche.(On peut se contenter des 3 courbes du § VI-4.2.). On choisit une longueur d'onde pour laquelle la variation de r est la plus rapide. (voir fig. 47 relative au passage de la 4e à la 5e couche). Pour cette longueur d'onde, on repère le facteur de transmission initial, le facteur de transmission final et éventuellement d'autres valeurs caractéristiques, par exemple le passage par des extremums. On remarque par la même occasion à quelle fraction de l'épaisseur finale correspondent ces passages caractéristiques afin de posséder le maximum de renseignements sur l'évolution de la couche.

VI-4.5. Choix de la méthode la mieux adaptée.

Nous savons maintenant comment procéder à la préparation d'un type de contrôle déterminé. Cette préparation a été effectuée systématiquement à l'aide du simulateur pour chacune des couches et pour les trois types de contrôle possibles. Ceci nous permet d'effectuer un choix préléminaire. Par exemple, pour le contrôle au maximètre de la seconde couche du miroir 5 couches, nous avons vu ce qui se passe pour λ = 4700 Å (x = 1,17) on aurait pu choisir d'autres longueurs d'ondes pour le contrôle (fig. 41) par exemple 6290 Å (x = 0,875). La figure montre l'évolution de Δr au voisinage de x = 0,875. On y voit que $\frac{dr}{d\lambda}$ est très peu sensible aux variations d'épaisseur au voisinage de l'épaisseur désirée : le contrôle sera donc plus précis pour λ = 4700 Å.

L'expérience confirme d'ailleurs très bien ces résultats. Pour chacune des couches nous avons retenu, ainsi, a priori tel type de contrôle plutôt que tel autre.

VI-4.6. Utilisation du simulateur en cours d'expérience.

Pour vérifier en cours de route le déroulement normal des opérations de contrôle, nous avons été amené à relever les courbes T (λ) pour les combinaisons intermédiaires terminées avec 2, 3, 4... couches (voir fig. 42). Ces relevés ont été exécutés initialement en sortant l'échantillon de l'évaporateur. Les courbes obtenues différaient notablement des courbes calculées.

C'est ainsi que nous avons été amené à soupçonner que les indices choisis, 2,3 et 1,35 étaient incorrects. Nous avons étudié l'influence des indices sur les courbes de réflexion du 5 couches en étude. La fig. 43 nous montre que la forme des courbes de réflexion est peu affectée, seules

Préparation du programme de fabrication d'un miroir 5 couches

courbes calculées ② 2 couches

③ 3 couches

④ 4 couches

Fig. 42

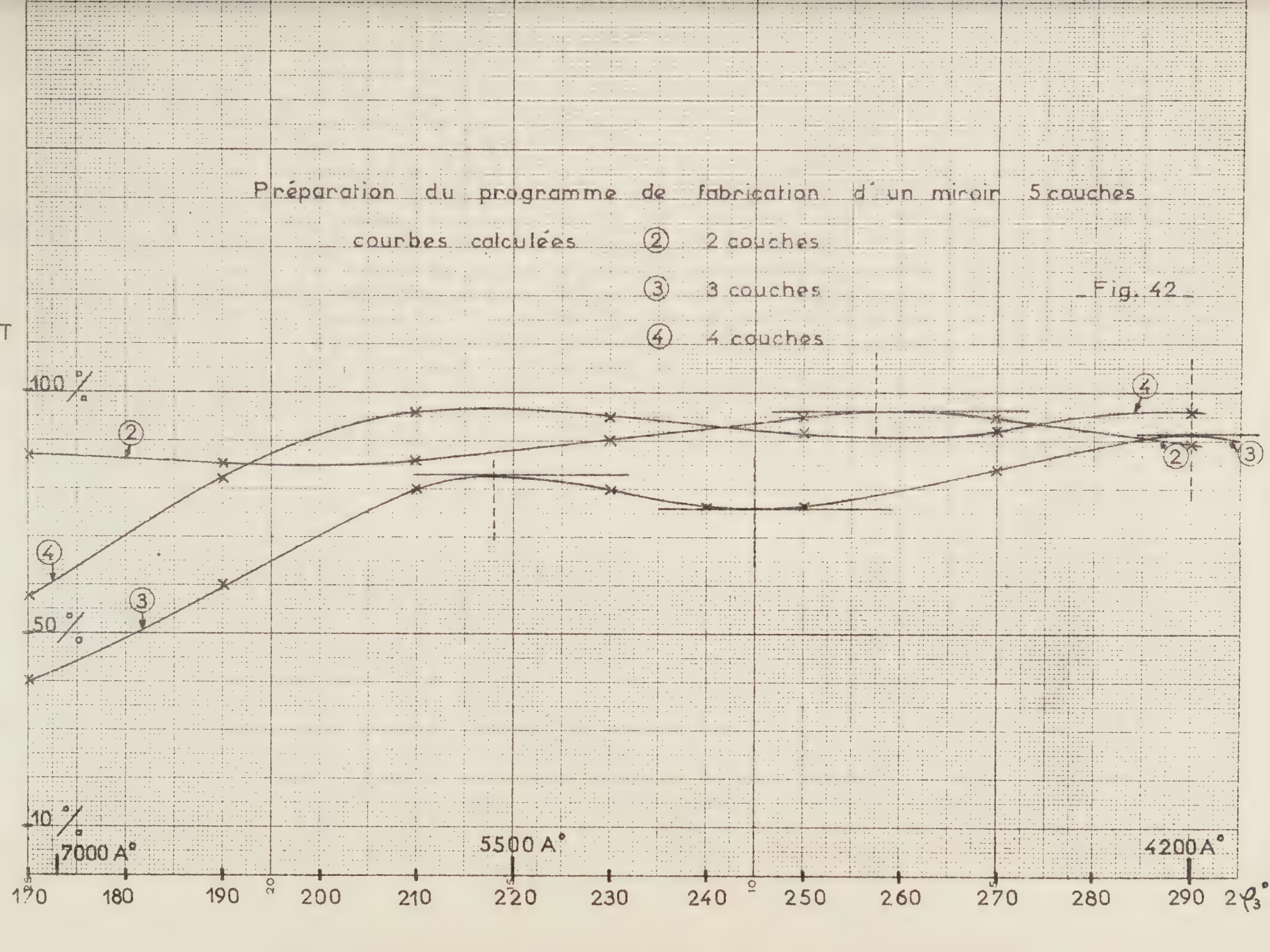


Fig. 43

influence des valeurs d'indices sur un miroir 5 couches

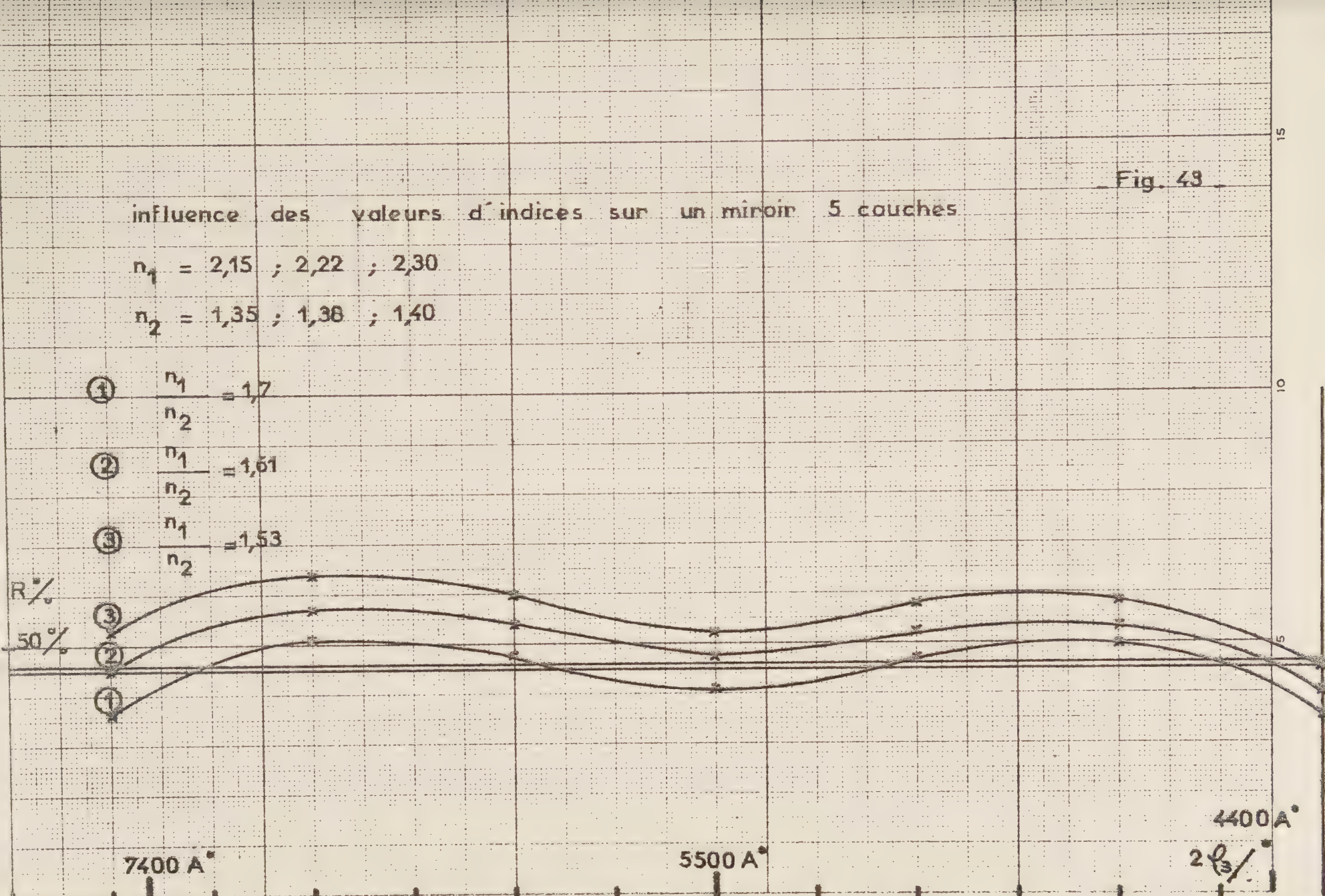
n_1 = 2,15 ; 2,22 ; 2,30

n_2 = 1,35 ; 1,38 ; 1,40

① $\frac{n_1}{n_2} = 1,7$

② $\frac{n_1}{n_2} = 1,61$

③ $\frac{n_1}{n_2} = 1,53$



les valeurs de R le sont. En gros on peut dire qu'une augmentation de 10 % de $\frac{n_1}{n_2}$ se traduit par une augmentation de 10 % du facteur de réflexion et cela pour toutes les longueurs d'onde. Les premières courbes obtenues ayant une forme bien différente, nous en avons conclu que les valeurs des indices n'étaient pas à incriminer.

Comme instrument de recherche en cours d'expérience le simulateur nous a été encore fort utile dans d'autres circonstances. Par exemple à l'issue de l'évaporation de la 4e couche (Na_3 Al F_6), nous avons tracé sa courbe de transmission toujours en sortant l'échantillon de l'évaporateur. Confrontée avec la courbe théorique, la différence atteignait pour certaines longueurs d'onde plus de 10 %. Nous avons tracé au simulateur, les courbes de transmission pour des épaisseurs à $\pm$ 5 % de l'épaisseur correcte. La fig. 44 nous montre que le facteur de transmission est peu affecté par des erreurs sur l'épaisseur de la couche de cryolithe (quelques %). De tels résultats nous ont incité à faire les mesures de T d'abord sous vide puis après rentrée d'air. La fig. 45 montre les conséquences catastrophiques de cette rentrée d'air. Nous avons pu constater qu'une telle évolution se produisait spontanément dans la cloche si on laissait à nu la couche de cryolithe pendant quelques minutes sans la recouvrir de sulfure de zinc. Cela nous a conduit à opérer le plus rapidement possible pour les couches de cryolithe, nous proposant d'étudier ultérieurement le phénomène plus en détail.

Un dernier exemple illustre assez bien les services que peut rendre la machine en cours de travail. Dans la fabrication du miroir 7 couches, nous avions prévu pour la seconde couche, un contrôle au maximètre.

Influence d'une variation de ± 5 % de l'épaisseur de la couche 4
sur la transmission des 4 premières couches
(miroir 5 couches)

Fig. 44

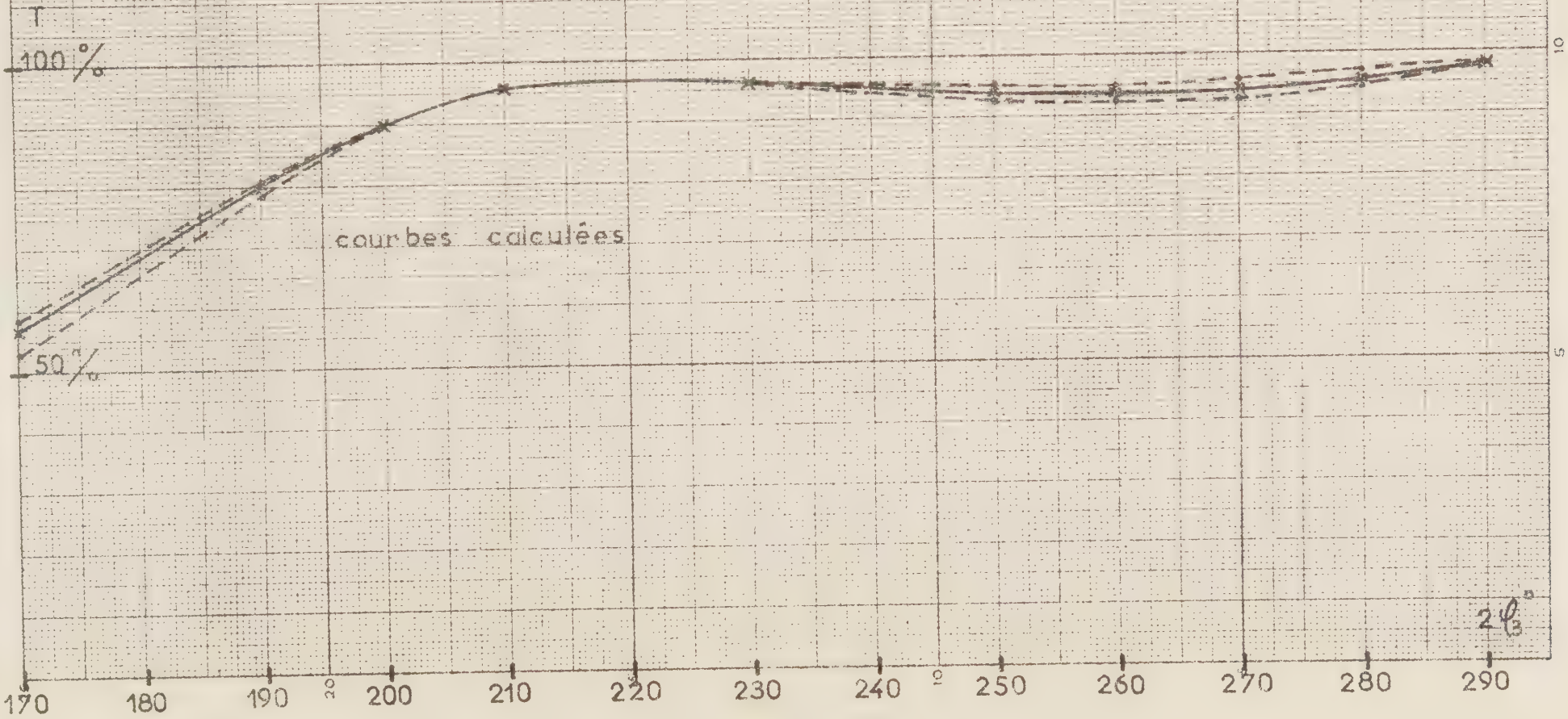
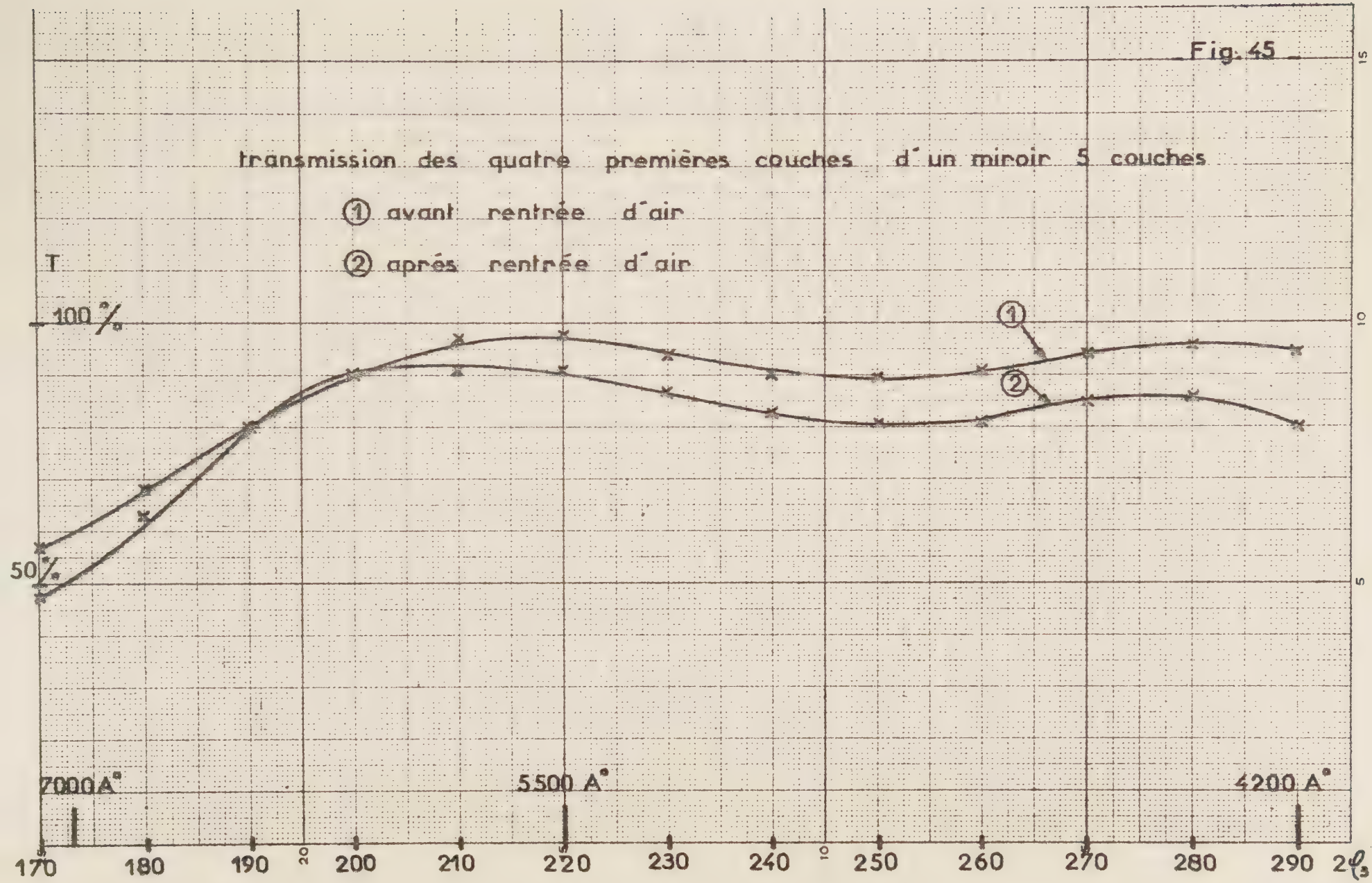


Fig. 45


transmission des quatre premières couches d'un miroir 5 couches
① avant rentrée d'air
② aprés rentrée d'air
T
100 %
50 %
7000 A°
5500 A°
4200 A°
170
180
190
200
210
220
230
240
250
260
270
280
290
20
10
15
10
5

Les résultats obtenus plusieurs fois, nous ont montré que $\frac{dr}{d\lambda}$ était trop peu sensible aux variations d'épaisseur. Un contrôle galvanométrique d'extremum n'était possible qu'à une longueur d'onde supérieure à 8 000 Å, en dehors des possibilités de notre appareillage. Un contrôle galvanométrique par mesure directe de transmission a été étudié au simulateur, cette étude nous a donné les renseignements suivants :
pour λ = 6111 Å le facteur de transmission part de T = 81 % passe par un maximum (96,5 %) puis décroît jusqu'à 87 % lorsque la couche atteint l'épaisseur voulue. Ce sont ces renseignements et la possibilité pratique de les mettre en oeuvre qui ont permis la réalisation de l'empilement.

VI-5. Résultats expérimentaux.

VI-5.1. Dispositif expérimental.

Le dispositif d'évaporation sous vide est classique et a déjà été décrit par ailleurs [9] . Sa seule particularité réside dans le fait qu'une glissière accessible extérieurement permet de n'exposer à l'évaporation et au contrôle optique qu'un verre sur les trois disponibles sur le plateau d'évaporation. Ceci afin de pouvoir substituer un verre nu à l'un des verres traités pour la mesure du facteur de transmission. Il aurait été souhaitable, pour avoir davantage de précision, de pouvoir utiliser, soit le contrôle par transmission soit le contrôle par réflexion.

Le dispositif de contrôle par modulation de la longueur d'onde a été lui aussi décrit par ailleurs [26] .

Notre effort a particulièrement porté sur le contrôle galvanométrique.

L'alimentation de la source lumineuse a été stabilisée

à 10^{-3} près, en tension, aux bornes mêmes de la lampe. L'alimentation du photomultiplicateur a été stabilisée aussi à 10^{-3} près. On a utilisé des enregistreurs : soit un potentiomètre enregistreur précédé d'un adaptateur d'impédance avec possibilité de multiplication de la sensibilité par 3 et recul de zéro lorsque le facteur de transmission variait peu au cours d'une évaporation ; soit un galvanomètre à suiveur de spot. De plus on s'est arrangé pour que le passage du contrôle par "maximètre" au contrôle par galvanomètre puisse se faire très rapidement.

VI-5.2. Résultats.

Nous avons pu ainsi réaliser le miroir 50/50 à 5 couches et le miroir achromatique à 7 couches. Le programme des divers contrôles figure au tableau (8) et les figures 48 et 49 illustrent la comparaison des résultats prévus théoriquement et des résultats obtenus expérimentalement ; les écarts entre les courbes calculées et mesurées restent inférieurs à quelques pour cent dans la bande d'utilisation.Les écarts croissants aux limites de cette bande peuvent vraisemblablement être attribués en partie au moins, à la dispersion des indices de réfraction, dispersion dont on n'a pas tenu compte pour le calcul.

MIROIR 50/50

	S Zn I	Na_3 Al F_6 II	S Zn III	Na_3 Al F_6 IV	S Zn V
longueurs d'onde de contrôle :	4733 Å	4700 Å	4940 Å	5762 Å	5762 Å
type de contrôle ;	maximètre	maximètre	maximètre	galvanomètre	galvanomètre
nature du contrôle	1 maxi 1 mini	1 maxi 1 mini T final 96 %	1 mini 1 maxi T de 95 à 76%	maximum T de 80 à 96 %	direct T de 96 % à 53 %

MIROIR ACHROMATIQUE 7 COUCHES

	S Zn I	Na_3 Al F_6 II	S Zn III	Na_3 Al F_6 IV	S Zn V	Na_3 Al F_6 VI	S Z VII
longueurs d'onde de contrôle :	4647 Å	6111 Å	4888 Å	6875 Å	6111 Å	5000 Å	5000
type de contrôle :	maximètre	galvanomètre	maximètre	galvanomètre	galvanomètre	galvono-mètre	galvan mètr
nature du contrôle :	1 maxi 1 mini	T direct T initial 81%	1 mini 1 maxi T initial 94%	1 maximum T initial 44%	1 minimum T initial 82%	1 maximum T initial 51 %	T dire T init 73 %
	T final 95,6%	maximum 96,6% T final 87%	T final 81%	T final 64%	T final 31%	T final 73%	T fina 24%

TABLEAU 8

Fig. 46

courbes de transmission calculées et expérimentales (miroir 5 couches)

③ trois premières couches

④ quatre premières couches

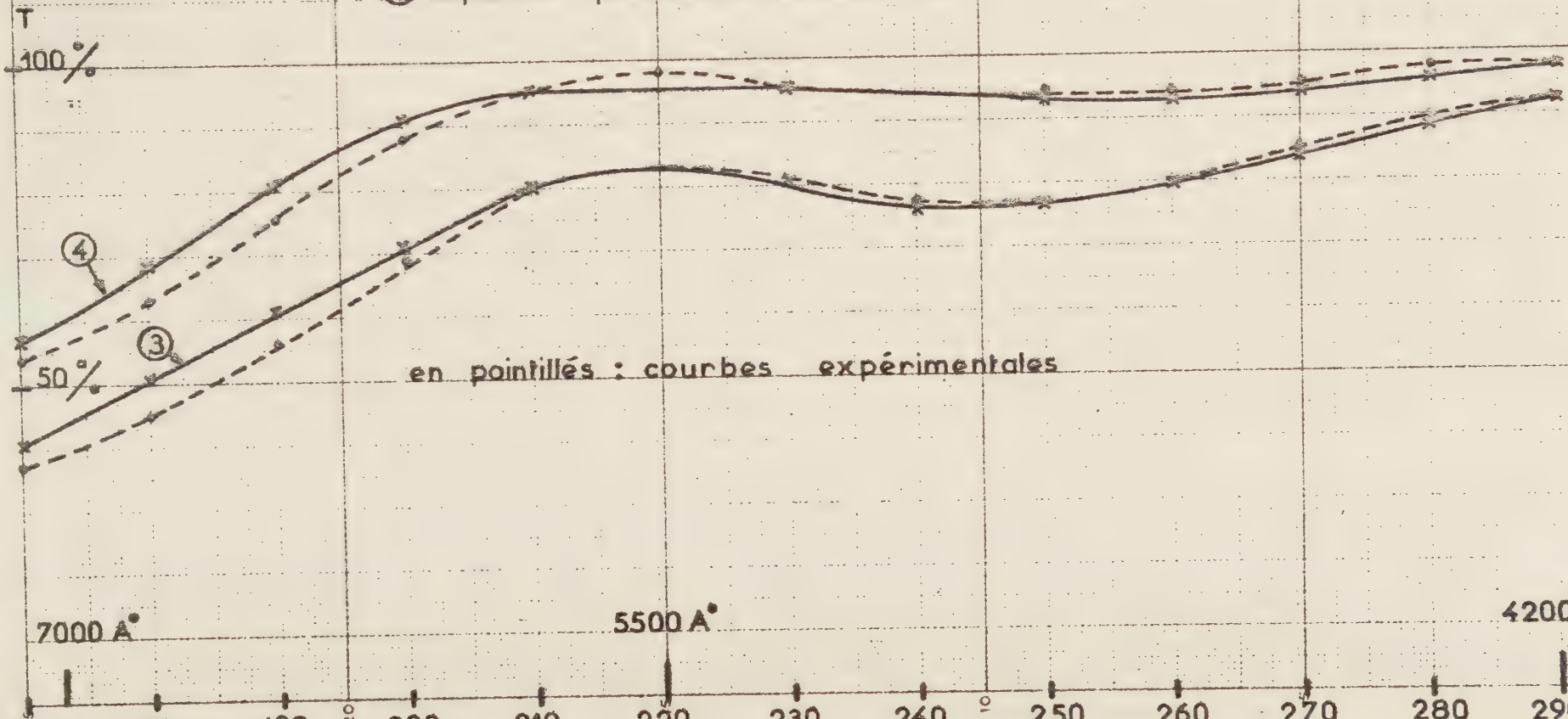
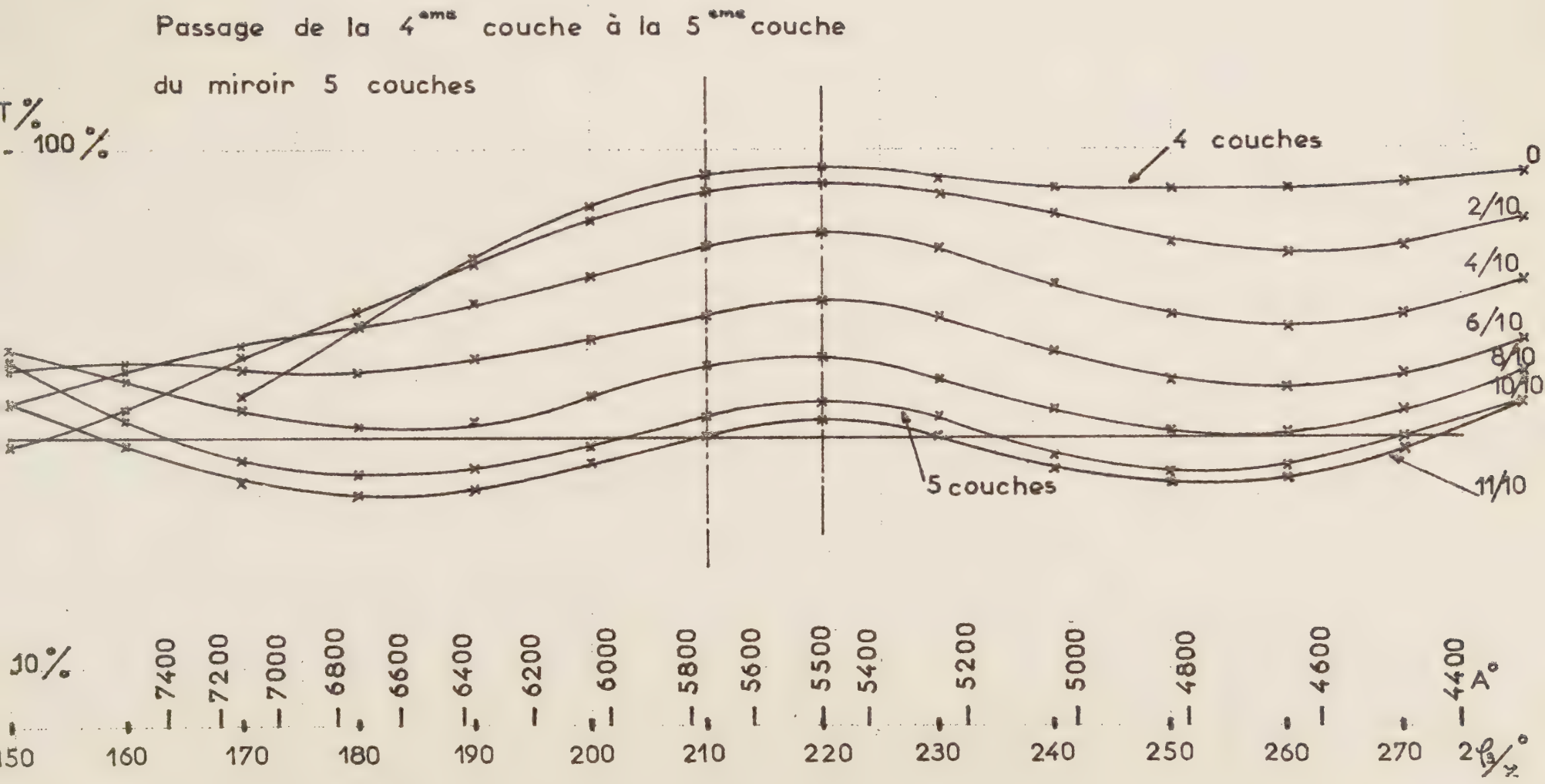
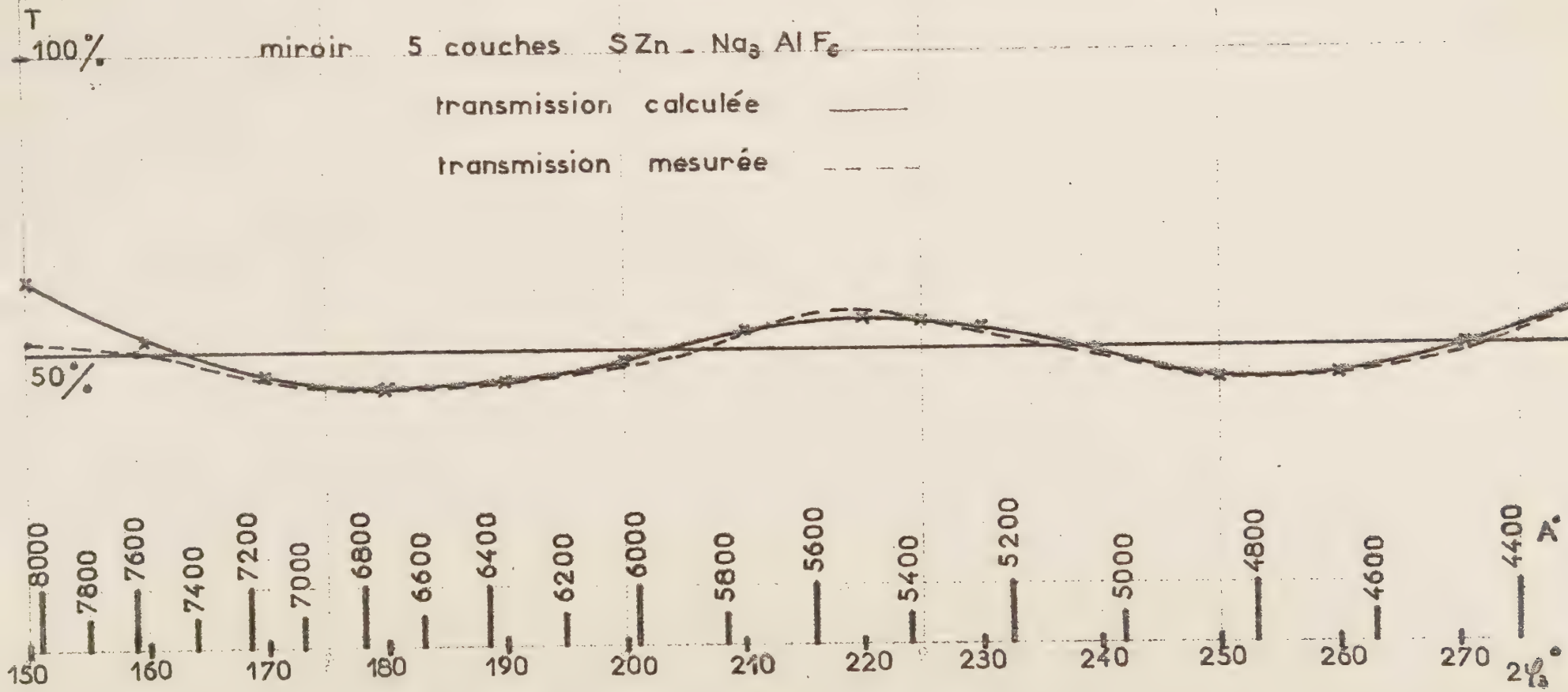


Fig. 47

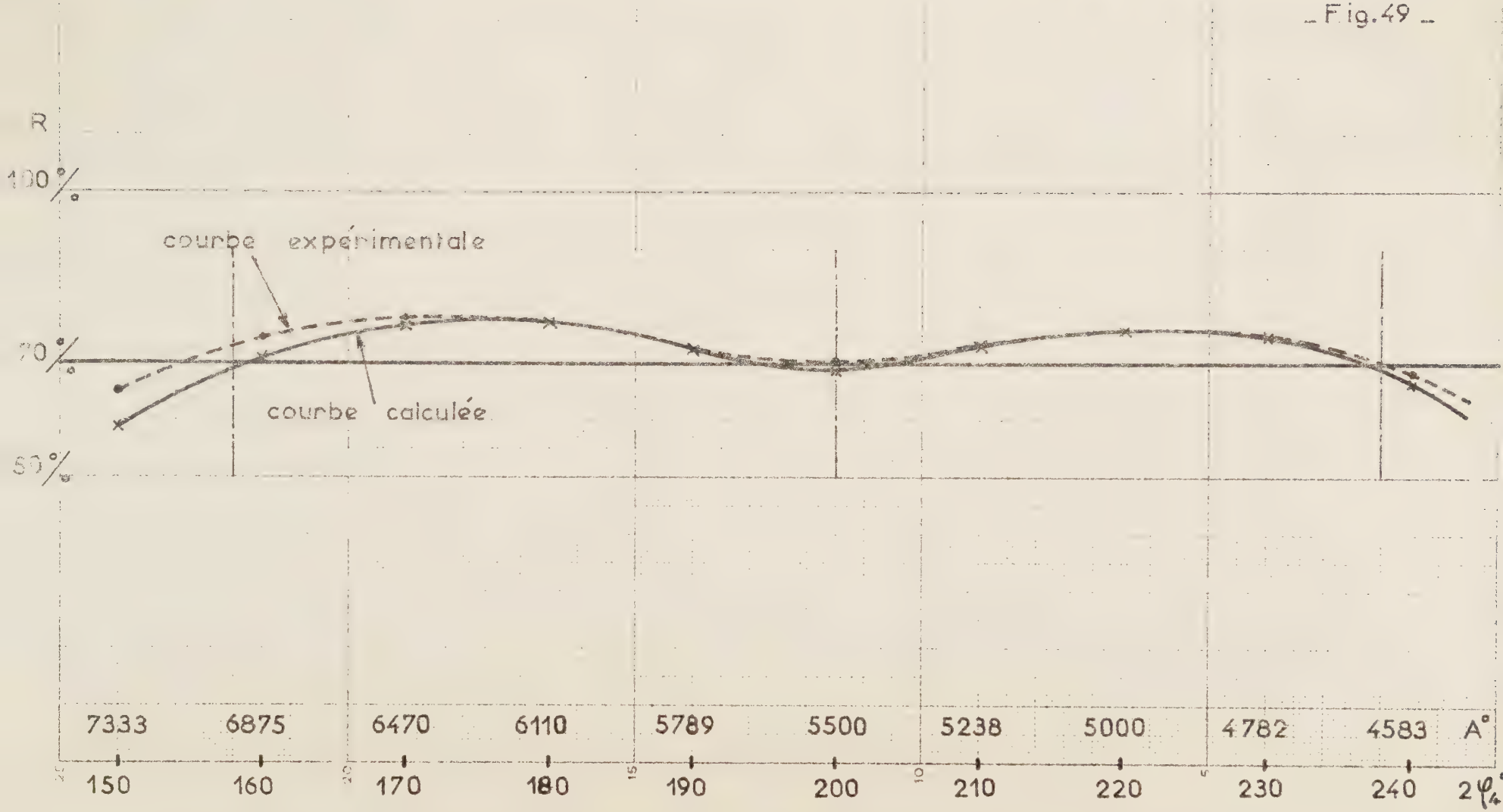

Passage de la 4ème couche à la 5ème couche
du miroir 5 couches
T %
100 %
4 couches
0
2/10
4/10
6/10
8/10
10/10
11/10
5 couches
10 %
7400
7200
7000
6800
6600
6400
6200
6000
5800
5600
5500
5400
5200
5000
4800
4600
4400
A°
150
160
170
180
190
200
210
220
230
240
250
260
270

- Fig. 48 -


T
100 %
miroir 5 couches S Zn - Na3 Al F6
transmission calculée
transmission mesurée
50 %
8000
7800
7600
7400
7200
7000
6800
6600
6400
6200
6000
5800
5600
5400
5200
5000
4800
4600
4400
Å
150
160
170
180
190
200
210
220
230
240
250
260
270
2φ/3 °

miroir achromatique 7 couches S Zn - $Na_3 Al F_6$

- Fig.49 -



CONCLUSION

Nous nous étions proposé, au début de ce travail, d'étudier les possibilités de construction d'une machine analogique adaptée au calcul des empilements de couches minces non absorbantes et en incidence normale. Au terme de cette étude nous pouvons dégager les résultats obtenus.

La construction d'une telle machine s'est révélée possible à condition de réaliser et de contrôler les opérations élémentaires du calcul à 10^{-3} près. Son utilisation peut être étendue à l'incidence oblique et, moyennant quelques calculs supplémentaires, aux milieux faiblement absorbants.

La construction et la mise au point d'une telle machine simulant sept couches ont été effectuées. On a pu contrôler ses performances sur des empilements assez facilement calculables. Pour des facteurs de réflexion faibles (cas très défavorable) l'erreur est restée inférieure à 1 % par couche. Sur le bilan énergétique $r^2 + \frac{n^2}{n_o^2} t^2$, pour l'ensemble des couches, elle a exceptionnellement atteint 3 %.

La machine a servi à la recherche de combinaisons nouvelles de couches répondant à des conditions données. Un miroir 5 couches de facteur de réflexion 50 % $\pm$ 5 % couvrant le spectre visible, en incidence oblique jusqu'à 45° a été calculé ainsi qu'un miroir achromatique 7 couches de facteur de réflexion 70 % sur plus de 2 000 Å.

Les combinaisons de couches calculées ont été réalisées. Pour ce travail nous avons été amené à étudier le problème général du contrôle optique des couches

d'épaisseurs quelconques. Le simulateur a guidé pas à pas cette réalisation. Grâce à cette machine nous avons pu étendre aux couches quelconques l'emploi des méthodes utilisées jusqu'alors pour des couches d'épaisseur $\lambda/4$. Les programmes de contrôle ainsi mis au point ont été expérimentés avec succès. En outre, le simulateur a permis, en cours d'expérience l'analyse des causes d'échecs et la recherche de remèdes.

Ces résultats nous ont montré que le principe de la machine conduit aux résultats escomptés et que son exploitation, même dans sa forme actuelle, apporte une solution très acceptable à de nombreux problèmes. Il serait évidemment souhaitable, dans une seconde étape, de lui apporter certains perfectionnements : augmentation du nombre des couches (une quinzaine), transistorisation de la machine afin de l'alléger et d'utiliser dans de meilleures conditions les masses flottantes [46] . L'automatisation, qui permettrait de faire apparaître directement les courbes de réflexion en fonction de la fréquence en rendrait l'exploitation plus rapide, donc plus efficace. Cette automatisation a d'ailleurs influencé la conception initiale.

Notons pour terminer, l'extension à l'étude d'empilements sur support quelconque (métal ou diélectrique). Cette extension nécessiterait simplement un déphaseur, et un autotransformateur pour introduire les propriétés du support.

Ces différents perfectionnements ont délibérément été laissés de côté dans une première réalisation : il s'agissait avant tout de mettre au point le principe d'une machine, de précision suffisante et de maniement commode. Nous pensons avoir atteint ce but.

Les perfectionnements évoqués ci-dessus permettront d'améliorer les conditions d'utilisation du simulateur

et d'aborder, avec toute chance de succès, l'étude de divers problèmes dont la solution peut relever de l'emploi de couches minces diélectriques : citons le calcul d'empilements achromatiques à haut pouvoir réflecteur, de séparateurs de faisceaux chromatiques ou achromatiques, polarisants ou non, pour une région quelconque du spectre électromagnétique. C'est sur ce genre de problème que nous espérons pouvoir porter notre effort dans l'avenir.

BIBLIOGRAPHIE

1 P.H. SMITH - Electronics 1939, 29-1944, 30.

2 LEURGANS - J. Opt. Soc. Am., 41, 1951, 714.

3 CH. DUFOUR, A. HERPIN - Rev. Opt, 32, n° 6, 1953.

4 L. BRILLOUIN, M. PARODI - Propagation des ondes dans les milieux périodiques. 1956, MASSON-DUNOD, PARIS.

5 S.A. SCHELKUNOFF - Bell. Syst. techn. J. 17, 1938, 17.

6 N. CABRERA - C.R. Ac. Sc. 234, 1952, 1045-1146.

7 CH. DUFOUR - Thèse 1950 - PARIS.

8 K. HEFFT, R. KERN, G. NOLDEKE et A. STEUDEL Zeits. Physik, 175, 1963, 391-404.

9 P. GIACOMO - Thèse Rev. Opt. 1956, PARIS.

10 M. BANNING - J. Opt. Soc. Am. 37, 1947, 792.

11 P.H. BERNING - Physics of thin films, 1, 1963, 120. Academic Press New-York and London.

12 P. COTTON, P. ROUARD - J. Phys. 11, 1950, 462.

13 P. DRUDE - Ann. Physik, 43, 1891, 126-51 ; 1894, 595. Ann. Physik, 50, 1893, 620.

14 P. ROUARD - Ann. Physique, 7, 1937, 291.

15 A. VACICEK - J. Opt. Soc. Am. 37, 1947, 263.

16 H. HERPIN - C.R. Ac. Sc., 225, 1947, 182.

17 F. ABELES - C.R. Ac. Sc., 226, 1948, 1808.

18 F. ABELES - Thèse 1949 - PARIS.

19 F. SCANDONE - J. Phys. 11, 1950, 337.

20 F. ABELES - J. Phys. 11, 1950, 307.

21 B.S. BLAISSE - J. Phys. 11, 1950, 315.

22 M. PERROT - Ann. Physique, 19, 1944, 150.

23 D. CABALLERO - J. Opt. Soc. Am. 37, 1947, 176.

24 L. BRILLOUIN - Wave propagation in periodic structures, Mac Graw Hill, New-York, 1945.

25 CH. DUFOUR, LE VIDE, 3, 1948, 480.

26 P. GIACOMO, P. JACQUINOT - J. Phys. 13, 1952, 59 A.
27 L.I. EPSTEIN - J. Opt. Soc. Am. 42, 1952, 806, 810.
28 K. ISHIGURO, T. KATO - J. Phys. Soc. Japan, 8, 1953, 77-81.
29 K.D. MIELENZ - J. Research N.B.S. 63 A, 1959, 297-300.
30 J.A. BERNING, P.H. BERNING, L.I. EPSTEIN - J. Opt. Soc. Am. 45, 1955, 407.
31 J.A. BERNING, P.H. BERNING - J. Opt. Soc. Am. 50, 1960, 813-815.
32 M. LAIKIN - J. Opt. Soc. Am. 50, 1960, 721-722.
33 L. YOUNG - J. Opt. Soc. Am. 51, 1961, 967-974.
34 DANLOUX-DUMESNILS - Le calcul Analogique par courants continus. 1958, DUNOD - PARIS.
35 RAJKO TOMOVIC - Calculateurs Analogiques Répétitifs. 1958, MASSON - PARIS.
36 G. GOUDET, P. CHAVANCE - Ondes centimétriques, 1955, CHIRON PARIS.
38 S. M. MACNEILLE, E.O. DIXON - J. Opt. Soc. Am. 44, 1954, 805-809.
39 C.R. Ac. Sc. 259, 1964, 2984.
40 J. PANDELLE, C.A. de CAMBRAY - Onde Electrique 1961, n° 412-413, 628-646.
41 K.D. MIELENZ - J. Research N.B.S. 64 A, 1960, 487-495.
42 L. HOLLAND - Vacuum Deposition of Thin films Chapman and Hall, Ltd, London 1956.
43 CH. DUFOUR , LE VIDE - 28-29, 1950.
44 P. LOSTIS - Rev. Opt. 38, 1959, 17-24.
45 L.A. CATALAN - Rev. Opt. 42, 1963, 53-59.
46 Troisième Journées Internationales de calcul analogique.
F.R. de BREM, 155.
Presses Académiques Européennes Bruxelles 1962.

Propositions données par la Faculté :

LE GENERATEUR MAGNETOHYDRODYNAMIQUE

Vu :
Le Président du Jury.

J.L. COJAN.

Vu :
Le Doyen,

N. LOZAC'H.

VU ET PERMIS D'IMPRIMER :
Caen, le

Le Recteur, Président du Conseil de l'Université,

Y. MARTIN.